

PATENT APPLICATION

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Docket No: Q76590

Osamu HOSHUYAMA

Appln. No.: 10/621,577

Group Art Unit: Unknown

Confirmation No.: Unknown

Examiner: Unknown

Filed: July 18, 2003

For: ACOUSTIC ECHO SUPPRESSOR FOR HANDS-FREE SPEECH COMMUNICATION

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Submitted herewith is a certified copy of the priority document on which a claim to priority was made under 35 U.S.C. § 119. The Examiner is respectfully requested to acknowledge receipt of said priority document.

Respectfully submitted,

SUGHRUE MION, PLLC
Telephone: (202) 293-7060
Facsimile: (202) 293-7860

J. Frank Osha
Registration No. 24,625

WASHINGTON OFFICE

23373

CUSTOMER NUMBER

Enclosures: Japan 2002-210915

Date: October 17, 2003

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

O. Hashiyama.
10/621,577
Filed 7/18/2003
Q76590

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日
Date of Application:

2002年 7月19日

出願番号
Application Number:

特願2002-210915

[ST.10/C]:

[JP2002-210915]

出願人
Applicant(s):

日本電気株式会社

2003年 5月 6日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎

出証番号 出証特2003-3032927

【書類名】 特許願

【整理番号】 34403163

【提出日】 平成14年 7月19日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 3/23

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

 【氏名】 宝珠山 治

【特許出願人】

 【識別番号】 000004237

 【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100088959

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 境 廣巳

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 009715

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9002136

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 エコー抑圧方法及び装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する方法において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、該算出した推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正することを特徴とするエコー抑圧方法。

【請求項 2】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する方法において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、該算出した推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正することを特徴とするエコー抑圧方法。

【請求項 3】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する方法において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号の歪みを強調した信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、該算出した推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正することを特徴とするエコー抑圧方法。

【請求項 4】 前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量の比を用いることを特徴とする請求項 1、2 または 3 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 5】 前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する前記第 1 の信号の振幅また

はパワーに応じた量の比を、平滑化した値を用いることを特徴とする請求項 1、2 または 3 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 6】 前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化した量に対する前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化した量の比を、平滑化した値を用いることを特徴とする請求項 1、2 または 3 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 7】 前記第 1 および第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量の平滑化の時定数を、前記第 1 および第 2 の信号が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御することを特徴とする請求項 6 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 8】 前記比の平滑化の時定数を、近端音声を検出されているときは長い或いは無限とし、それ以外は短くすることを特徴とする請求項 5、6 または 7 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 9】 前記比の平滑化の時定数を、近端音声を検出されていないときに比べて検出されているときの方を遥かに大きくし、かつ、近端音声を検出されていないときの前記比の平滑化の時定数を、前記比が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御することを特徴とする請求項 5、6 または 7 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 10】 前記推定値と前記第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれるエコーの量を推定し、該推定したエコーの量を前記第 1 の信号から減算することで前記第 1 の信号を補正することを特徴とする請求項 1、2 または 3 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 11】 前記推定値と前記第 1 及び第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれる近端信号の割合を推定し、該推定した割合を前記第 1 の信号に乗じることによって前記第 1 の信号を補正することを特徴とする請求項 1、2 または 3 記載のエコー抑圧方法。

【請求項 12】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラ

の出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、該算出した推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正する補正手段とを含む変換部を有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 3】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 及び第 2 の信号を周波数分割する分割手段と、前記第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、各周波数成分毎に算出された推定値に基づいて各周波数成分毎に前記第 1 の信号を補正する補正手段と、各周波数成分毎に補正された第 1 の信号を合成する合成手段とを含む変換部を有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 4】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、エコーキャンセラの出力信号の歪みを強調した信号を出力する歪発生部と、收音器の出力信号または收音器の出力信号から前記エコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記歪発生部の出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 及び第 2 の信号を周波数分割する分割手段と、前記第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、各周波数成分毎に算出された推定値に基づいて各周波数成分毎に前記第 1 の信号を補正する補正手段と、各周波数成分毎に補正された第 1 の信号を合成する合成手段とを含む変換部を有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 5】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、エコーキャンセラとして変換領域エコーキャンセラを備え、收音器の出力信号から前記変換領域エコーキャンセラの出力信号を減算した信号を前記変換領域エコーキャンセラ内で周波数分割した信号を第 1 の信号、変換領域エコーキャンセラ内における逆線形変換前の各周波数成分毎の信号を第 2 の信号としてそれぞれ入力し、前記第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に前記第 1 の

信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、各周波数成分毎に算出された推定値に基づいて各周波数成分毎に前記第 1 の信号を補正する補正手段と、各周波数成分毎に補正された第 1 の信号を合成する合成手段とを含む変換部を有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 6】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号と拡声器の出力信号とがサブバンド分析フィルタにより各帯域に展開され、各帯域に展開された收音器の出力信号または各帯域に展開された收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、算出された推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正する補正手段とを含む変換部を各帯域毎に有し、且つ、各変換部で補正された第 1 の信号を合成するサブバンド合成フィルタを有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 7】 收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号と拡声器の出力信号とがフーリエ変換器により各帯域に展開され、各帯域に展開された收音器の出力信号または各帯域に展開された收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、算出された推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正する補正手段とを含む変換部を各帯域毎に有し、且つ、各変換部で補正された第 1 の信号を合成する逆フーリエ変換器を有することを特徴とするエコー抑圧装置。

【請求項 1 8】 前記算出手段は、前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量の比を用いることを特徴とする請求項 1 2、1 3、1 4、1 5、1 6 または 1 7 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 1 9】 前記算出手段は、前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する前記第

1 の信号の振幅またはパワーに応じた量の比を、平滑化した値を用いることを特徴とする請求項 1 2、1 3、1 4、1 5、1 6 または 1 7 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 0】 前記算出手段は、前記推定値として、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化した量に対する前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化した量の比を、平滑化した値を用いることを特徴とする請求項 1 2、1 3、1 4、1 5、1 6 または 1 7 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 1】 前記算出手段は、前記第 1 および第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量の平滑化の時定数を、前記第 1 および第 2 の信号が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御する手段を有することを特徴とする請求項 2 0 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 2】 前記算出手段は、前記比の平滑化の時定数を、近端音声を検出されているときは長い或いは無限とし、それ以外は短くする手段を有することを特徴とする請求項 1 9、2 0 または 2 1 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 3】 前記算出手段は、前記比の平滑化の時定数を、近端音声を検出されていないときに比べて検出されているときの方を遥かに大きくし、かつ、近端音声を検出されていないときの前記比の平滑化の時定数を、前記比が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御する手段を有することを特徴とする請求項 1 9、2 0 または 2 1 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 4】 前記補正手段は、前記推定値と前記第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれるエコーの量を推定し、該推定したエコーの量を前記第 1 の信号から減算することで前記第 1 の信号を補正するものであることを特徴とする請求項 1 2、1 3、1 4、1 5、1 6 または 1 7 記載のエコー抑圧装置。

【請求項 2 5】 前記補正手段は、前記推定値と前記第 1 及び第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれる近端信号の割合を推定し、該推定した割合を前記第 1 の信号に乗じることで前記第 1 の信号を補正するものであることを請求項 1 2、1 3、1 4、1 5、1 6 または 1 7 記載のエコー抑圧装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ハンズフリー電話器、カーステレオを再生しながらの音声認識装置など、拡声と收音が同時に行われる状況におけるエコー抑圧技術に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

ハンズフリー電話器における收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する従来技術の構成例を図 2 6 に示す。図 2 6 において、入力端子 1 0 に加わる通話相手の音声信号（遠端信号と呼ぶ）は、スピーカ 2 から遠端音声として拡声される。マイクロホン 1 には、必要な音、例えば話者の声（近端音声と呼ぶ）が入るとともに、スピーカ 2 から拡声された遠端音声が生じ、空間を通じて漏れこむ。この漏れこみはエコーと呼ばれる。また、遠端信号からマイクロホン 1 の出力信号まで、スピーカ 2 およびマイクロホン 1 を含めた音響伝達系を、エコー経路と呼ぶ。

【 0 0 0 3 】

出力端子 9 から近端信号として送りたいのは、近端音声のみであり、スピーカ 2 から拡声されて漏れこんだ遠端音声のエコーは除去したい。遠端音声が大きく漏れこむと、相手側に、遅延した遠端音声が生じ、エコーとして聞こえることになり、遠端での発話が困難になる。この問題に対して、従来、一般的に適用されている手法は、線形エコーキャンセラを用いる手法である。線形エコーキャンセラについては、例えば、Eberhard HANSLERによる論文「The hands-free telephone problem:an annotated bibliography update」（出典：annals of telecommunications,1994年、p360-367）（以下文献 1）に記載されている。

【 0 0 0 4 】

図 2 6 において、線形エコーキャンセラ 3 は、エコー経路の伝達関数を模擬する。この模擬した伝達関数を用いて、スピーカ 2 への入力信号（遠端信号）から、マイクロホン 1 の收音に漏れこむエコーを模擬した信号、すなわちエコーレプリカ信号を生成し、減算器 4 において、マイクロホン 1 の收音信号から減算することで、近端信号を生成する。なお、音声検出部 5 は、マイクロホン 1 の出力、線

形エコーキャンセラ 3 の出力、減算器 4 の出力および遠端信号をそれぞれ入力して近端音声があるかどうかを検出しており、近端音声があるときには、音声検出結果として 0 あるいは極めて小さい値を出力し、近端音声がないときには大きな値を出力する。

【 0 0 0 5 】

線形エコーキャンセラ 3 の動作を、図 2 7 を用いて説明する。図 2 7 は、線形エコーキャンセラ 3 の構成例を表す図である。図 2 7 に示す線形エコーキャンセラの構成例は、適応フィルタ 3 0 と乗算器 3 5 とから構成されている。適応フィルタ 3 0 は、端子 3 1 から入力された遠端信号を入力として、線形フィルタを行った結果を端子 3 2 から出力する。ここで適応フィルタ 3 0 において線形フィルタ動作を行うためのフィルタ係数は、時々刻々と更新される。その更新は、端子 3 3 から受けた減算結果を最小化するように、相関演算を用いて行われる。その結果、端子 3 3 に加えられる減算結果においては、遠端信号に相関がある成分が最小化される。すなわち遠端信号のエコーが除去されることになる。

【 0 0 0 6 】

乗算器 3 5 は、適応フィルタ 3 0 におけるフィルタ係数の更新の量を制御するために、端子 3 3 から適応フィルタ 3 0 への経路に挿入されている。乗算器 3 5 が不在場合には、近端音声があるときに、適応フィルタ 3 0 におけるフィルタ係数の更新を行うと、フィルタ係数が一時的に乱されてしまい、エコーの除去量が減じられてしまう。乗算器 3 5 は、端子 3 3 から受けた減算結果に、端子 3 4 から受けた音声検出部 5 からの音声検出結果を乗じた結果を適応フィルタ 3 0 へ送る。近端音声があるときには、音声検出結果は 0、あるいは極めて小さい値となるため、適応フィルタ 3 0 におけるフィルタ係数の更新が抑制され、フィルタ係数が乱されなくなる。その結果、高いエコー除去量が得られる。

【 0 0 0 7 】

このように従来の線形エコーキャンセラは、線形適応フィルタを用いて、遠端信号のエコーを除去することができる。適応フィルタには F I R 型、I I R 型、ラチス型などさまざまな構成を用いることができる。

【 0 0 0 8 】

【発明が解決しようとする課題】

従来技術においても、エコー経路において歪などの非線形要素が十分小さい場合には、エコーを十分に抑圧することができる。しかし実際の装置では、スピーカにおける歪など、非線形要素は大きい。歪を含んだエコー経路の伝達関数は非線形であり、線形エコーキャンセラでは完全に模擬することはできない。特に携帯電話などで用いられる小型スピーカで大音量の拡声を行う場合には、スピーカの歪が大きいため、エコーは20 dB程度しか抑圧されない。この場合、エコーは近端信号として遠端に送られ、遠端の話者にも聞こえるため、発話が困難になる。

【0009】

本発明は、エコー経路における歪が大きい場合でも、エコーが十分抑圧された収音を行うことを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

本発明の第1のエコー抑圧方法は、收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する方法において、收音器の出力信号または收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第1の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第2の信号とするとき、前記第1の信号と前記第2の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、該算出した推定値に基づいて前記第1の信号を補正する。

【0011】

本発明の第2のエコー抑圧方法は、第1のエコー抑圧方法において、前記第1及び第2の信号の各周波数成分毎に、前記第1の信号と前記第2の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、該算出した推定値に基づいて前記第1の信号を補正する処理を実施する。

【0012】

本発明の第3のエコー抑圧方法は、第2のエコー抑圧方法において、前記エコーキャンセラの出力信号を第2の信号とするのに代えて、前記エコーキャンセラの出力信号の歪みを強調した信号を第2の信号とする。

【 0 0 1 3 】

本発明の第1のエコー抑圧装置は、収音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、収音器の出力信号または収音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第1の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第2の信号とするとき、前記第1の信号と前記第2の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、該算出した推定値に基づいて前記第1の信号を補正する補正手段とを含む変換部を有する。

【 0 0 1 4 】

本発明の第2のエコー抑圧装置は、収音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、収音器の出力信号または収音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第1の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第2の信号とするとき、前記第1及び第2の信号を周波数分割する分割手段と、前記第1及び第2の信号の各周波数成分毎に前記第1の信号と前記第2の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、各周波数成分毎に算出された推定値に基づいて各周波数成分毎に前記第1の信号を補正する補正手段と、各周波数成分毎に補正された第1の信号を合成する合成手段とを含む変換部を有する。

【 0 0 1 5 】

本発明の第3のエコー抑圧装置は、第2のエコー抑圧装置において、エコーキャンセラの出力信号を第2の信号とするのに代えて、エコーキャンセラの出力信号の歪みを歪発生部で強調した信号を第2の信号とする。

【 0 0 1 6 】

本発明の第4のエコー抑圧装置は、収音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、エコーキャンセラとして変換領域エコーキャンセラを備え、収音器の出力信号から前記変換領域エコーキャンセラの出力信号を減算した信号を前記変換領域エコーキャンセラ内で周波数分割した信号を第1の信号、変換領域エコーキャンセラ内における逆線形変換前の各周波数成分毎の信号を第2の信号としてそれぞれ入力し、前記第1及び第2の信号の各周波数成分毎に前記第1の信号と前記第2の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出

する算出手段と、各周波数成分毎に算出された推定値に基づいて各周波数成分毎に前記第 1 の信号を補正する補正手段と、各周波数成分毎に補正された第 1 の信号を合成する合成手段とを含む変換部を有する。

【 0 0 1 7 】

本発明の第 5 のエコー抑圧装置は、收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号と拡声器の出力信号とがサブバンド分析フィルタにより各帯域に展開され、各帯域に展開された收音器の出力信号または各帯域に展開された收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、算出された推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正する補正手段とを含む変換部を各帯域毎に有し、且つ、各変換部で補正された第 1 の信号を合成するサブバンド合成フィルタを有する。

【 0 0 1 8 】

本発明の第 6 のエコー抑圧装置は、收音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを抑圧する装置において、收音器の出力信号と拡声器の出力信号とがフーリエ変換器により各帯域に展開され、各帯域に展開された收音器の出力信号または各帯域に展開された收音器の出力信号からエコーキャンセラの出力信号を減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、前記エコーキャンセラの出力信号を第 2 の信号とすると、前記第 1 の信号と前記第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する算出手段と、算出された推定値に基づいて前記第 1 の信号を補正する補正手段とを含む変換部を各帯域毎に有し、且つ、各変換部で補正された第 1 の信号を合成する逆フーリエ変換器を有する。

【 0 0 1 9 】

ここで、前記推定値としては、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する、前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量の比、あるいはこの比を平滑化した値を用いることができ、また、近端音声を検出されない期間における前記第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化した量に対する、前記第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量を

平滑化した量の比を、平滑化した値を用いることもできる。

【 0 0 2 0 】

前記第 1 および第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量の平滑化の時定数は、前記第 1 および第 2 の信号が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御して良い。また、前記比の平滑化の時定数は、近端音声を検出されているときは長いか或いは無限とし、それ以外は短くするように制御しても良いし、近端音声を検出されていないときに比べて検出されているときの方を遥かに大きくし、かつ、近端音声を検出されていないとき、前記比が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御しても良い。

【 0 0 2 1 】

前記補正は、前記推定値と前記第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれるエコーの量を推定し、該推定したエコーの量を前記第 1 の信号から減算することで行っても良いし、前記推定値と前記第 1 及び第 2 の信号とから前記第 1 の信号に含まれる近端信号の割合を推定し、該推定した割合を前記第 1 の信号に乗じることで行っても良い。

【 0 0 2 2 】

【作用】

エコーキャンセラの出力には、このエコーキャンセラが線形エコーキャンセラであれば遠端信号に含まれる高調波成分がほぼそのまま現れる。また、このエコーキャンセラが非線形エコーキャンセラであっても遠端信号に含まれる高調波成分が少なからず含まれる。他方、收音器の入力信号である近端信号には、近端音声以外に、收音器と拡声器との間の音響系結合による遠端信号のエコーおよび非線形成分により生成された高調波成分が含まれるが、近端音声がない状態では、近端信号はほぼ遠端信号のエコーおよび非線形成分により生成された高調波成分だけになる。このため、近端音声がない状態の第 1 の信号（近端信号そのものか、近端信号からエコーキャンセラの出力を減算したもの）の振幅またはパワーに応じた量を、第 2 の信号（エコーキャンセラの出力信号そのものか、歪みを強調した信号）の振幅またはパワーに応じた量で割った商は、エコー経路におけるエコーの非線形成分のゲインの推定値、つまりエコーの漏れこみ具合の推定値となる。

。従って、この推定値と第 2 の信号とから第 1 の信号に含まれるエコーの量を推定して第 1 の信号から減算するか、或いは、この推定値と第 1 及び第 2 の信号とから第 1 の信号に含まれる近端信号の割合を推定し、この推定した割合を第 1 の信号に乗じることで、第 1 の信号からエコーの非線形成分を除去することができる。

【 0 0 2 3 】

【発明の実施の形態】

次に本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【 0 0 2 4 】

図 1 を参照すると、本発明の実施の形態は、マイクロホン 1 とスピーカ 2 との間の音響系結合によるエコーを抑圧するために、マイクロホン 1 の出力信号またはスピーカ 2 の出力信号から線形エコーキャンセラ（非線形エコーキャンセラであってもよい）3 の出力信号を減算器 4 で減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、線形エコーキャンセラ 3 の出力信号またはこの出力信号に含まれる歪みを図示しない歪発生部で強調した信号を第 2 の信号として入力すると共に、近端音声の有無を検出している音声検出部 5 の音声検出信号を入力し、第 1 の信号からエコーを除去した近端信号を生成して出力端子 9 に出力する変換部 1 0 0 を備えている。ここで、変換部 1 0 0 は、第 1 の信号と第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、この算出した推定値に基づいて第 1 の信号を補正する。この処理は、好ましくは第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に行う。

【 0 0 2 5 】

図 2 を参照すると、変換部 1 0 0 は、入力端子 1 6 2 から加わる第 1 の信号を周波数別に M 分割する周波数分割部 1 6 0 と、入力端子 1 6 3 から加わる第 2 の信号を周波数別に M 分割する周波数分割部 1 6 1 と、各周波数別に設けられた M 個の補正部 1 6 6 m ($m = 1 \sim M$) と、周波数合成部 1 6 4 とを備え、周波数分割部 1 6 0 および周波数分割部 1 6 1 は周波数分割した第 1 の信号および第 2 の信号をそれぞれの周波数に対応する補正部 1 6 6 m に送り、各補正部 1 6 6 m は、入力端子 1 6 7 から入力される音声検出部 5 の音声検出結果と当該周波数成分における第 1 の信号と第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出する

と共に、この推定値に基づいて第 1 の信号を補正して周波数合成部 1 6 4 に出力し、周波数合成部 1 6 4 は、各補正部 1 6 6 m から出力される信号を周波数合成して出力端子 1 6 5 に出力する。

【 0 0 2 6 】

ここで、補正部 1 6 6 m は、エコーの漏れこみ具合の推定値として、近端音声が発見されない期間における第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量に対する第 1 の信号の振幅またはパワーに応じた量の比、或いはこの比を平滑化した値を用いる。第 1 および第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量を平滑化するようにしても良い。第 1 および第 2 の信号の振幅またはパワーに応じた量の平滑化の時定数は、第 1 および第 2 の信号が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるように制御するようにして良い。前記比の平滑化の時定数は、近端音声が検出されているときは長い或いは無限とし、それ以外は短くするようにしても良いし、近端音声が検出されていないときに比べて検出されているときの方を遥かに大きくし、かつ、近端音声が検出されていないとき、前記比が減少するときに比べて増加するときの方が小さくなるようにしても良い。

【 0 0 2 7 】

また補正部 1 6 6 m は、エコーの漏れこみ具合の推定値と第 2 の信号とから第 1 の信号に含まれるエコーの量を推定し、この推定したエコーの量を第 1 の信号から減算することで、第 1 の信号を補正するものであっても良いし、エコーの漏れこみ具合の推定値と第 1 及び第 2 の信号とから第 1 の信号に含まれる近端信号の割合を推定し、この推定した割合を第 1 の信号に乗じることで、第 1 の信号を補正するものであっても良い。

【 0 0 2 8 】

周波数分割部 1 6 0、1 6 1 における周波数分割は、フーリエ変換、コサイン変換、サブバンド分析フィルタバンクなどの任意の線形変換を用いることができ、周波数合成部 1 6 4 における周波数合成は、それらに対応する逆フーリエ変換、逆コサイン変換、サブバンド合成フィルタバンク等の任意の処理とすることができる。

【 0 0 2 9 】

次に本発明の実施例について図面を参照して説明する。先ず、図 1 の変換部 1 0 0 としてスペクトルサブトラクション部を用いた実施例について説明する。

【0030】

【第 1 の実施例】

図 3 は本発明の第 1 の実施例のブロック図である。図 2 6 の従来技術との差異は、図 2 6 における減算器 4 と近端信号の出力端子 9 との間にスペクトルサブトラクション部 6 が挿入されていること、および、そのスペクトルサブトラクション部 6 は、線形エコーキャンセラ 3 の出力信号を受け、かつ、音声検出部 5 の出力する音声検出結果を受けていることである。

【0031】

スペクトルサブトラクション部 6 は、減算器 4 の出力信号と線形エコーキャンセラ 3 の出力信号とをそれぞれ周波数領域に展開し、各周波数ごとに、エコーを除去する。その構成例と動作を、図 4 を用いて説明する。

【0032】

図 4 はスペクトルサブトラクション部 6 の構成例を示すブロック図である。入力端子 6 2 から、図 3 における減算器 4 の出力信号が入力される。フーリエ変換器 6 0 は、入力端子 6 2 から入力された信号を受け、その M 点フーリエ変換を計算し、計算された結果を第 1 のフーリエ係数として、それぞれの周波数に対応するフーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) に送る。一方、入力端子 6 3 から、図 3 における線形エコーキャンセラ 3 の出力信号、すなわちエコーレプリカ信号が入力される。フーリエ変換器 6 1 は、入力端子 6 3 から入力された信号を受け、その M 点フーリエ変換を計算し、計算された結果を第 2 のフーリエ係数として、それぞれの周波数に対応するフーリエ係数減算器 6 6 m に送る。

【0033】

フーリエ係数減算器 6 6 m では、フーリエ変換器 6 0 が出力した第 1 のフーリエ係数と、フーリエ変換器 6 1 が出力した第 2 のフーリエ係数と、図 3 における音声検出部 5 が出力した音声検出結果（端子 6 7）を受け、エコー成分が除去されたフーリエ係数を計算し、計算結果を逆フーリエ変換器 6 4 へ送る。逆フーリエ変換器 6 4 は、フーリエ係数減算部 6 6 1 \sim 6 6 M が出力したフーリエ係数群

を受け、その逆フーリエ変換を計算し、計算結果の実数部を出力端子 6 5 から出力する。

【 0 0 3 4 】

次に、フーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) のそれぞれの構成例と動作を、図 5 を用いて説明する。図 5 はフーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) の第 1 の構成例を示すブロック図である。図 4 におけるフーリエ変換器 6 0 が出力した各周波数ごとの第 1 のフーリエ係数は、端子 7 0 0 を通じて、絶対値計算部 7 0 1 および減算器 7 0 6 へ送られる。図 4 におけるフーリエ変換器 6 1 が出力した第 2 のフーリエ係数は、端子 7 0 3 を通じて、絶対値計算部 7 0 4 および乗算器 7 0 7 に送られる。絶対値計算部 7 0 1 は、第 1 のフーリエ係数を受けて、その絶対値を計算し、計算結果を割算器 7 0 2 に送る。絶対値計算部 7 0 4 は、第 2 のフーリエ係数を受けて、その絶対値を計算し、計算結果を割算器 7 0 2 に送る。割算器 7 0 2 は、絶対値計算部 7 0 1 の計算結果と絶対値計算部 7 0 4 の計算結果とを受けて、絶対値計算部 7 0 1 の計算結果を絶対値計算部 7 0 4 の計算結果で割った値を計算し、計算結果を平滑部 7 0 5 へ送る。

【 0 0 3 5 】

なお、ここでは、絶対値計算部 7 0 1、7 0 4 によりフーリエ係数の絶対値、つまり当該周波数成分の振幅の絶対値を求めたが、このほかに、振幅の二乗平均の平方根や、振幅の絶対値の Q 乗平均の Q 乗根 (Q は任意の正実数) など、振幅に比例する量ならば他の任意の量を用いることが可能である。また、パワーに比例する量、例えば二乗など偶数乗した値を用いることもできる。これは以下の他の実施例においても同様である。

【 0 0 3 6 】

平滑部 7 0 5 は、割算器 7 0 2 から受けた計算結果を平滑化し、乗算器 7 0 7 へ送る。平滑部 7 0 5 における平滑化の時定数は、端子 6 7 から入力される音声検出結果によって制御される。音声検出結果が、音声 (近端音声) があることを示しているときには、平滑化の時定数を長く、あるいは無限とする。音声検出結果が、音声 (近端音声) がないことを示しているときには、平滑化の時定数を短くする。平滑部 7 0 5 の構成については後で説明する。

【 0 0 3 7 】

乗算器 7 0 7 は、平滑部 7 0 5 が出力する値と、端子 7 0 3 を通じてフーリエ変換器 6 1 から受けた第 2 のフーリエ係数を乗じて、結果を減算器 7 0 6 に送る。減算器 7 0 6 は、端子 7 0 0 を通じてフーリエ変換器 6 0 から受けた第 1 のフーリエ係数から、乗算器 7 0 7 の出力する値を減じて、計算結果を端子 7 9 9 から出力する。端子 7 9 9 を通じて出力された計算結果は、図 4 における逆フーリエ変換器 6 4 へと送られる。

【 0 0 3 8 】

次に平滑部 7 0 5 の構成例およびその動作を、図 6 を用いて説明する。入力信号（割算器 7 0 2 の出力）は、端子 8 0 0 を通じて減算器 8 0 1 へ送られる。減算器 8 0 1 は、端子 8 0 0 を通じて受けた入力信号と、1 サンプル分の遅延器 8 0 4 の出力（平滑部自身の出力）とを受けて、端子 8 0 0 を通じて受けた入力信号から、1 サンプル分の遅延器 8 0 4 の出力を減じた信号を出力し、乗算器 8 0 2 へと送る。乗算器 8 0 2 は、減算器 8 0 1 の出力信号と、平滑化係数決定部 8 0 8 の出力とを受けて、その 2 つを乗じた結果を加算器 8 0 3 へと送る。加算器 8 0 3 は、乗算器 8 0 2 の出力と、遅延器 8 0 4 の出力とを受けて、その 2 つを加算した結果をリミッタ 8 0 7 へと送る。リミッタ 8 0 7 は、加算器 8 0 3 の出力を受けて、その値がある範囲を超えないように、上限と下限を制限し、制限された結果を、出力端子 8 9 9 および遅延器 8 0 4 へ送る。遅延器 8 0 4 は、リミッタ 8 0 7 の出力を受けて、1 サンプル遅延させて、その遅延結果を減算器 8 0 1 および加算器 8 0 3 へ送る。

【 0 0 3 9 】

以上の平滑部 7 0 5 は、いわゆるリーク積分器、または、一次 I I R 型低域フィルタとよばれるものを構成している。ただし、その時定数を決定する係数は定数ではなく、平滑化係数決定部 8 0 8 から時変の係数として供給されている。なお、平滑化係数と平滑化の時定数とは反比例の関係になる。

【 0 0 4 0 】

平滑化係数決定部 8 0 8 では、端子 6 7 から供給される音声検出結果によって、異なる平滑化係数を供給する。音声（近端音声）がある場合には、極めて小さい

非負係数、例えば 0.0 を供給する。音声（近端音声）がない場合には、比較的大きな正係数、例えば 0.005 を供給する。これらの時変の平滑化係数によって、音声（近端音声）がある場合には、1 サンプル前の平滑化係数を維持する、あるいは、平滑化係数はほとんど変化しない。また、音声（近端音声）がない場合には、出力される平滑化係数が変化する。

【0041】

この制御により、平滑部 705 の出力は、その周波数におけるエコーの漏れこみ具合の推定値になる。その理由について説明する。平滑部 705 の入力は、近端信号のフーリエ係数を遠端信号のフーリエ係数で割った商であるので、この商に線形エコーキャンセラ出力信号のフーリエ係数を乗じることにより、近端信号のフーリエ係数と同じ値が生成できる。つまり、エコーの漏れこみ具合を表す値である。この値は激しく変化する値であり、音声（近端音声）がある場合には大きく乱れるため、そのままでは信頼できない。しかし平滑化することにより、安定した信頼できる推定値になる。さらに、音声（近端音声）がある場合には変化が遅いあるいは変化しないように平滑化定数を制御することにより、音声（近端音声）がある場合の乱れの影響を少なくすることができる。その結果、平滑部 705 の出力は、その周波数におけるエコーの漏れこみ具合の推定値として、音声検出結果によって制御された場合のほうが、制御されない場合より優れた推定値となる。

【0042】

以上のようにして得られた平滑部 705 が出力する値を、乗算器 707 において、線形エコーキャンセラ出力信号のフーリエ係数に乗じることにより、エコーレプリカ信号に残留するエコー信号のフーリエ係数の推定値が得られる。このエコー信号のフーリエ係数の推定値を減算器 706 において、近端信号のフーリエ係数から減じることにより、エコー成分を抑圧した近端信号のフーリエ係数の推定値が得られる。その推定値は、図 4 の逆フーリエ変換器 64 へと送られ、近端信号へと合成され、出力端子 65 から出力される。結果として、この合成された近端信号においては、エコーは抑圧される。

【0043】

以上のフーリエ係数減算器 6 6 m の動作を式を用いて説明する。近端信号のフーリエ係数を S 、そのうち近端音声の成分を A 、エコー成分を E 、雑音成分を N とする。ここには、

$$S = A + E + N \quad (\text{式 1})$$

の関係がある。また遠端信号のフーリエ係数を R とする。時間軸があっているので、 E と R の位相はほぼ同じはずである。 A がいない場合、すなわち近端音声がない場合には、近端信号は $E + N$ であり、すべて消していい信号である。この場合の信号を用いて $E + N$ を R から推定し、近端音声がある場合に、近端信号から $E + N$ を減算することを考える。音声検出の結果を使って、近端音声がない場合にのみ S / R を平滑した結果 $P 1$ (平滑部 7 0 5 の出力に相当する) は、

$$P 1 = A v [S / R] = A v [(E + N) / R] \quad (\text{式 2})$$

となる。ここで $A v [\cdot]$ は平滑化をあらわす。この $P 1$ は、遠端信号 R のどの程度の割合がエコーとして漏れこむかを近似しており、エコー経路におけるエコーのゲインと言える。

【 0 0 4 4 】

従って、この $P 1$ に R をかけた結果 $P 2$ (乗算器 7 0 7 の出力に相当する) は、エコー成分および雑音成分の推定値になる。

$$\begin{aligned} P 2 &= P 1 \times R \\ &= R \times A v [(E + N) / R] \\ &= E \times [E + N] \end{aligned} \quad (\text{式 3})$$

ここで $E \times [\cdot]$ は、推定値をあらわす。

【 0 0 4 5 】

この $P 2$ を S から引いた結果 $P 3$ (減算器 7 0 6 の出力に相当する) は、

$$\begin{aligned} P 3 &= S - P 2 \\ &= S - (R \times A v [(E + N) / R]) \\ &= (A + E + N) - E \times [E + N] \\ &= E \times [A] \end{aligned} \quad (\text{式 4})$$

となる。この $P 3$ においては、エコー成分 E や雑音成分 N が除去された、近端音声のフーリエ係数成分 A の推定値が得られる。

【 0 0 4 6 】

図 3 に も ど り、エコー経路におけるスピーカなどに歪がある場合に、本発明の実施例がどのように動作するかを説明する。歪がある場合、本発明の実施例では、スペクトルサブトラクション部 6 の周波数領域の非線形演算によって、エコーにおける歪による成分を除去している。周波数領域の非線形演算において重要な、信号成分の時間的变化を、線形エコーキャンセラ 3 が調整することによって、エコーにおける歪による成分を効果的に除去する。マイクロホン 1 の出力信号には、遠端信号そのものに加えて、遠端信号の歪のエコーが含まれる。この歪のエコーは、遠端信号のエコーの周波数成分の高調波として考えることができる。説明を簡単にするために、エコー成分 E が歪による高調波のみである場合を考える。式 2 および式 3 から分かるように、スペクトルサブトラクション部では、遠端信号のフーリエ変換成分 R がゼロでない限り、エコー成分 E を除去することが原理的には可能である。ここでエコー成分 E を除去するために重要なのは、エコー経路におけるエコーのゲイン P 1 の推定精度である。歪による高調波の量は、遠端信号の性質、例えば振幅などによって時間的に大きく変化するため、P 1 において高い精度を得るためには、式 1 の右辺における分母、すなわち遠端信号のフーリエ変換成分 R の時間的变化が、分子におけるエコー成分 E の時間変化とできるだけ同様であることが望ましい。これらの時間的变化が大きく異なると、P 1 として高い精度を得ることができず、歪のエコーを大きく除去することができない。本発明の実施例においては、線形エコーキャンセラ 3 の出力信号に基づく値を R として用いるため、E と R の時間的变化のタイミングはほぼ揃えられている。すなわち P 1 において高い推定精度を得るために望ましい状態に近い。したがってスペクトルサブトラクション部 6 において、歪により発生した高調波も大きく抑圧することができる。

【 0 0 4 7 】

また、本発明の第 1 の実施例には、図 3 の線形エコーキャンセラ 3 においてエコー経路の推定を誤った場合に、残留したエコーを除去する効果もある。前段落の説明では、説明の簡単のため、エコー成分 E が歪による高調波のみである場合を考えたが、歪によらない遠端信号のエコー成分、すなわち高調波でないエコー成

分が存在する場合についても議論は同様であり、高調波でないエコー成分を抑圧することが可能である。例えばエコー経路の推定を誤り、図 3 における減算器 4 において、エコーを除去せずに、逆に付加してしまう場合がありうる。しかし、その場合にも、スペクトルサブトラクション部 6 において遠端信号の成分が除去されるため、エコーを抑圧することができる。

【 0 0 4 8 】

また、2 入力スペクトルサブトラクション部 6 のこの効果を用いると、線形エコーキャンセラ 3 のタップ数を削減することによる演算量削減も可能である。図 2 6 に示すように線形エコーキャンセラのみを用いた場合には、タップ数を削減することにより、エコー除去量が低下してくる。しかし図 3 に示す本発明の第 1 の実施例では、タップ数を削減してもエコー除去量の減少が少なく、実用的なエコー除去量が得られる。

【 0 0 4 9 】

以上説明してきたように、本発明の第 1 の実施例においては、線形エコーキャンセラ 3 と、スペクトルサブトラクション部 6 の周波数領域の非線形演算を組み合わせることによって、互いに不得手な点を補い合い、高性能を得ている。すなわち、スペクトルサブトラクション部 6 があることによって、エコー経路に歪がある場合や線形エコーキャンセラ 3 がエコー経路推定を誤った場合など、線形エコーキャンセラ 3 だけではエコーが十分に抑圧できない場合でも、エコーを大きく抑圧することができる。また、線形エコーキャンセラの出力を用いることによって、スペクトルサブトラクション部の周波数領域の演算では対応できない時間的なずれを気にせず、振幅だけの簡単な推定で、歪によって生じる高調波を抑圧することができる。

【 0 0 5 0 】

図 7 は、図 4 のスペクトルサブトラクション部 6 におけるフーリエ係数減算器 6 m ($m = 1 \sim M$) の第 2 の構成例である。図 5 に示すフーリエ係数減算器の第 1 の構成例との差異は、絶対値計算部 7 0 1 から割算器 7 0 2 への信号経路に、平滑部 7 1 0 が挿入されていること、および、絶対値計算部 7 0 4 から割算器 7 0 2 への信号経路に、平滑部 7 1 1 が挿入されていることのみである。

【 0 0 5 1 】

平滑部 7 1 0 および平滑部 7 1 1 の構成例を図 8 に示す。図 8 は、いわゆるリーク積分器、あるいは 1 次 I I R 型低域フィルタとよばれるものである。その動作は、図 6 に示す平滑部 7 0 5 の構成例と極めて類似しているので、図 8 を図 6 と比較しながら、その動作を説明する。図 8 と図 6 の差異は、乗算器 8 0 2 に供給される平滑化係数が、端子 8 0 6 において平滑化定数として供給されていることのみである。図 6 の構成例では、音声検出結果の影響を受けたのに対し、図 8 の構成例では、音声検出結果の影響を受けずに入力信号を平滑化する。

【 0 0 5 2 】

図 7 に示すフーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) の第 2 の構成例では、平滑部 7 1 0 および平滑部 7 1 1 によって、割算器 7 0 2 の 2 つの入力が平滑化されるため、割算器 7 0 2 の出力として平滑部 7 0 5 に入力される商も平滑化される。その結果、平滑部 7 0 5 の出力である推定値は、図 5 の第 1 の構成例より、図 7 の第 2 の構成例の方が安定した値が得られる。しかし第 1 の構成例でも第 2 の構成例でも、平滑部 7 0 5 の出力においてエコーの漏れこみ具合の推定値が得られるという機能については変わらない。したがって、フーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) として図 7 に示す第 2 の構成例を用いた場合にも、本発明の効果は、図 5 に示す第 1 の構成例を用いた場合と同様に得られる。

【 0 0 5 3 】

図 7 における平滑部 7 1 0 および平滑部 7 1 1 の別の構成例を図 9 に示す。図 8 と図 9 の差異は、乗算器 8 0 2 に供給される平滑化係数が、減算器 8 0 1 の出力信号を入力とする平滑化係数決定部 8 1 0 から供給されていることである。平滑化係数決定部 8 1 0 は、減算器 8 0 1 の出力信号が正である場合、すなわち出力が増加するときには、比較的大きな係数、例えば 0. 0 1 を供給し、減算器 8 0 1 の出力値が負である場合、すなわち入力が入力より小さく、出力が減少していくときには、比較的小さな係数、例えば 0. 0 0 1 を供給する。これらの時変の平滑化係数によって、平滑部出力端子 8 9 9 の値が増加する速度、すなわち、立ち上がりの速度は高く、減少する速度、すなわち、出力が立ち下がる速度は低くなる。実際の音声や音楽の振幅変化、すなわち包絡線は、立ち上がりが速く、立

下りが遅い場合が多い。図 9 に示す平滑部の構成例では、このような包絡線に的確に追従することが可能であり、図 7 に示すフーリエ係数減算器 6 6 m の構成例におけるエコーの漏れこみ具合の推定値の推定精度を改善することができる。

【 0 0 5 4 】

図 5 および図 7 における平滑部 7 0 5 の別の構成例を図 1 0 に示す。図 6 と図 1 0 の差異は、乗算器 8 0 2 に平滑化係数を供給する平滑化係数決定部 8 0 9 が、端子 6 7 を経由してきた音声検出結果と、減算器 8 0 1 の出力信号とを入力とする平滑化係数決定部 8 0 9 によって置き換えられていることである。平滑化係数決定部 8 0 9 は、端子 6 7 から供給される音声検出結果、および減算器 8 0 1 の出力信号の正負によって、異なる平滑化係数を供給する。音声がある場合には、極めて小さい非負係数、例えば 0. 0 を供給する。音声（近端音声）がない場合、かつ、減算器 8 0 1 の出力信号が正である場合には、比較的大きな係数、例えば 0. 0 1 を供給する。音声がない場合、かつ、減算器 8 0 1 の出力値が負である場合、すなわち入力が入力より小さい場合には、比較的小さな係数、例えば 0. 0 0 1 を供給する。これらの時変の平滑化係数によって、平滑部出力端子 8 9 9 の値が増加する速度、すなわち、立ち上がりの速度は高く、減少する速度、すなわち、出力が立ち下がる速度は低くすることができる。実際の信号における包絡線に的確に追従することが可能であり、図 5 および図 7 に示すフーリエ係数減算器 6 6 m の構成例におけるエコーの漏れこみ具合の推定値の推定精度を改善することができる。

【 0 0 5 5 】

【第 2 の実施例】

図 1 1 は本発明の第 2 の実施例のブロック図である。図 3 に示す第 1 の実施例との差異は、スペクトルサブトラクション部 6 に入力される信号として、第 1 の実施例では減算器 4 の出力を用いているのに対し、第 2 の実施例ではマイクロホン 1 の出力信号を用いていることである。減算器 4 の出力では、線形エコーキャンセラ 3 により、エコーの主要成分が除去されているのに対し、マイクロホン 1 の出力信号ではエコーは除去されていない。この差異は、エコーの主要成分の除去を、線形エコーキャンセラ 3 と減算器 4 とで行うか、スペクトルサブトラクショ

ン部 6 で行うかの差のみであり、歪に対する効果については、第 1 の実施例と全く同一である。従って、第 2 の実施例においても、音響系に歪がある場合や線形エコーキャンセラ 3 がエコー経路推定を誤った場合など、線形エコーキャンセラ 3 だけではエコーが十分に抑圧できない場合でも、エコーを大きく抑圧することができる。

【 0 0 5 6 】

なお、第 1 および第 2 の実施例におけるスペクトルサブトラクション部 6 の構成としては、これまで説明してきた構成例以外に、X i a o j i a n L u、B e n o i t C h a m p a g n e による論文「Acoustical EchoCancellation Over A Non-Linear Channel」（出典： インターナショナルワークショップ・オン・アコースティック・エコー・アンド・ノイズコントロール 2 0 0 1 (International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control 2001)) (以下文献 2) におけるスペクトラルサブトラクション (Spectral Subtraction) の構成や、A. A l v a r e z 等による「A Speech Enhancement System Based On Negative Beam forming And Spectral Subtraction」（出典： インターナショナルワークショップ・オン・アコースティック・エコー・アンド・ノイズコントロール 2 0 0 1 (International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control 2001)) (以下文献 3) におけるスペクトラルサブトラクション (Spectral Subtraction) の構成を用いることも可能である。

【 0 0 5 7 】

【第 3 の実施例】

次に、図 1 の変換部 1 0 0 としてスペクトルサブプレッション部を用いた実施例について説明する。

【 0 0 5 8 】

図 1 2 は本発明の第 3 の実施例のブロック図である。図 3 における第 1 の実施例との差異は、スペクトルサブトラクション部 6 が、スペクトルサブプレッション部 7 によって置換されていることのみである。スペクトルサブプレッション部 7 について図を用いて説明する。

【 0 0 5 9 】

図 1 3 は、スペクトルサプレッション部 7 の構成を示すブロック図である。入力端子 7 2 から、図 1 2 における減算器 4 の出力信号が入力される。フーリエ変換器 7 0 は、入力端子 7 2 から入力された信号を受け、その M 点フーリエ変換を計算し、計算された結果を第 1 のフーリエ係数として、それぞれの周波数に対応するフーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) に送る。一方、入力端子 7 3 から、図 1 2 における線形エコーキャンセラ 3 の出力信号が入力される。フーリエ変換器 7 1 は、入力端子 7 3 から入力された線形エコーキャンセラ出力信号を受け、その M 点フーリエ変換を計算し、計算された結果を第 2 のフーリエ係数として、それぞれの周波数に対応するフーリエ係数乗算器 7 6 m に送る。フーリエ係数乗算器 7 6 m では、フーリエ変換器 7 0 が出力した第 1 のフーリエ係数と、フーリエ変換器 7 1 が出力した第 2 のフーリエ係数と、図 1 2 における音声検出部 5 が出力した音声検出結果とを受け、エコー成分を減少させたフーリエ係数を計算し、計算結果を逆フーリエ変換器 7 4 へ送る。逆フーリエ変換器 7 4 は、フーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) が出力したフーリエ係数群を受け、その逆フーリエ変換を計算し、計算結果の実数部を出力端子 7 5 から出力する。フーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) によって、出力端子 7 5 においては、エコー成分が減少した信号が得られる。

【 0 0 6 0 】

次に、フーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) のそれぞれの構成例と動作を、図 1 4 を用いて説明する。図 1 4 は、フーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) の第 1 の構成例を示す図である。図 1 3 におけるフーリエ変換器 7 0 が出力した各周波数ごとの第 1 のフーリエ係数は、端子 7 3 0 を通じて、絶対値計算部 7 3 1 および乗算器 7 3 7 へ送られる。図 1 3 におけるフーリエ変換器 7 1 が出力した第 2 のフーリエ係数は、端子 7 3 3 を通じて、絶対値計算部 7 3 4 に送られる。絶対値計算部 7 3 1 は、第 1 のフーリエ係数を受けて、その絶対値を計算し、割算器 7 4 2 および割算器 7 4 5 に送る。絶対値計算部 7 3 4 は、第 2 のフーリエ係数を受けて、その絶対値を計算し、計算結果を割算器 7 4 2 および割算器 7 4 5 に送る。割算器 7 4 2 は、絶対値計算部 7 3 1 の計算結果と、絶対値計算部 7 3 4 の計算結果とを受けて、絶対値計算部 7 3 1 の計算結果を絶対値計算部 7

3 4 の計算結果で割った値を計算し、計算結果を平滑部 7 4 3 へと送る。

【 0 0 6 1 】

平滑部 7 4 3 は、割算器 7 4 2 から受けた計算結果を平滑化し、乗算器 7 4 6 へと送る。平滑部 7 4 3 における平滑化の時定数は、端子 6 7 から入力される音声検出結果によって制御される。音声検出結果が、音声（近端音声）があることを示しているときには、平滑化の時定数を長く、あるいは無限とする。音声検出結果が、音声（近端音声）がないことを示しているときには、平滑化の時定数を短くする。平滑部 7 4 3 の構成例は、すでに説明した図 6 または図 1 0 で表すことができ、その動作も同一である。平滑部 7 4 3 の出力値は、第 1 のフーリエ係数と第 2 のフーリエ係数の比の推定値となり、当該周波数におけるエコーの漏れこみ具合の推定値となる。

【 0 0 6 2 】

割算器 7 4 5 は、絶対値計算部 7 3 1 の計算結果と、絶対値計算部 7 3 4 の計算結果とを受けて、絶対値計算部 7 3 4 の計算結果を絶対値計算部 7 3 1 の計算結果で割った値を計算し、計算結果を乗算器 7 4 6 へと送る。

【 0 0 6 3 】

乗算器 7 4 6 は、平滑部 7 4 3 の出力と割算器 7 4 5 の出力とを受けて、それら乗じた値を計算し、計算結果を平滑部 7 4 7 へと送る。平滑部 7 4 7 は、乗算器 7 4 6 の出力を受けて、その出力を平滑化して減算器 7 4 4 へと送る。減算器 7 4 4 は、平滑部 7 4 7 の計算結果を 1. 0 から減じて、乗算器 7 3 7 へと送る。乗算器 7 3 7 は、減算器 7 4 4 が出力する値と、端子 7 3 0 を通じてフーリエ変換器 7 0 から受けた第 1 のフーリエ係数の値とを乗じて、計算結果を端子 7 8 9 から出力する。端子 7 8 9 を通じて出力された計算結果は、図 1 3 における逆フーリエ変換器 7 4 へと送られる。

【 0 0 6 4 】

ここで減算器 7 4 4 が出力する値について式を用いて説明する。フーリエ係数減算部の説明で用いた式 4 の第 2 行目の全体を S で割って平滑した結果 $P 4$ は、式 5 のようにあらわされる。この式 5 の右辺は図 1 4 において、減算器 7 4 4 が出力する値に他ならない。

$$\begin{aligned}
 P4 &= Av[P3/S] \\
 &= Av[1 - \{(R/S) \times Av[(E+N)/R]\}] \\
 &= 1 - Av[\{(R/S) \times Av[(E+N)/R]\}]
 \end{aligned}
 \tag{式5}$$

また、P4は、式4の3行目の全体をSで割って平滑した結果として、

$$\begin{aligned}
 P4 &= Av[\{(A+E+N) - Ex[E+N]\}/S] \\
 &= Av[Ex[A]/S] \\
 &= Ex[A/S]
 \end{aligned}
 \tag{式6}$$

のようにあらわせる。式6を式5と比較すると、減算器744の出力P4が、近端信号における近端音声の割合の推定値となることが分かる。

【0065】

減算器744が出力する値を、乗算器737において、減算器4の出力信号、すなわち線形エコーキャンセラによりエコーを減じられた信号のフーリエ係数に乗じることにより、近端信号におけるエコー信号以外の信号、すなわちエコーを抑圧した近端音声のフーリエ係数の推定値が得られる。その推定値は、図13の逆フーリエ変換器74へと送られ、近端信号へと合成され、出力端子75から出力される。結果として、この合成された近端信号においては、エコーは抑圧される。

【0066】

エコー経路におけるスピーカなどに歪がある場合に、本発明の第3の実施例がどのように動作するかを説明する。式5および式6を用いて説明したように、P4は近端信号における近端音声の割合の推定値である。このP4を計算するにあたり、本発明の第1の実施例で用いたP3を用いている。すでに本発明の第1の実施例で説明したように、P3は、近端音声のフーリエ係数成分の推定値であり、エコー成分や雑音成分だけでなく、歪により発生した高調波のエコー成分も取り除かれている。従って、P4においても歪により発生した高調波のエコー成分の割合が取り除かれており、このP4を乗じて得られるフーリエ係数では、歪のエコー成分が抑圧される。

【 0 0 6 7 】

以上のように、図 1 2 に示す第 3 の実施例においても、エコー経路に歪がある場合や線形エコーキャンセラ 3 がエコー経路推定を誤った場合など、線形エコーキャンセラ 3 だけではエコーが十分に抑圧できない場合でも、エコーを大きく抑圧することができる。

【 0 0 6 8 】

図 1 5 は、図 1 3 におけるフーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) の第 2 の構成例である。図 1 4 に示すフーリエ係数乗算器 7 6 m の第 1 の構成例との差異は、絶対値計算部 7 3 1 から割算器 7 4 2 への信号経路に、平滑部 7 4 0 が挿入されていること、および、絶対値計算部 7 3 4 から割算器 7 4 2 への信号経路に、平滑部 7 4 1 が挿入されていることのみである。この差異は、図 5 に示すフーリエ係数減算器の第 1 の構成例と、図 7 に示すフーリエ係数減算器の第 2 の構成例との差異と同様であり、その効果も同様である。したがって、図 1 3 におけるフーリエ係数乗算器 7 6 m ($m = 1 \sim M$) として、図 1 5 に示す第 2 の構成例を用いた場合にも、本発明の効果は同様に得られる。

【 0 0 6 9 】

図 1 6 は本発明の第 4 の実施例のブロック図である。図 1 2 に示す第 3 の実施例との差異は、スペクトルサプレッション部 7 に入力される信号として、第 3 の実施例では減算器 4 の出力を用いているのに対し、第 4 の実施例ではマイクロホン 1 の出力信号を用いていることである。この差異は、第 1 の実施例と第 2 の実施例との差異と同様であり、その効果も第 3 の実施例と同様である。

【 0 0 7 0 】

次に、図 1 における変換部 1 0 0 に線形エコーキャンセラ 3 の出力の歪を強調した信号を第 2 の信号として入力する実施例について説明する。

【 0 0 7 1 】

図 1 7 は本発明の第 5 の実施例のブロック図である。図 3 に示す第 1 の実施例との差異は、線形エコーキャンセラ 3 の出力と、スペクトルサブトラクション部 6 の入力の間に、歪発生部 8 が挿入されていることのみである。この歪発生部 8 は、線形エコーキャンセラ 3 の出力信号、すなわち遠端信号の周波数成分の高調波

を積極的に発生させる。歪発生部 8 によって、音響系で生じる歪に類似した高調波が得られるため、遠端信号に含まれる高調波が少な過ぎる場合に、スペクトルサブトラクション部 6 でのエコー抑圧が容易になり、歪発生部 8 がいない場合より高いエコー抑圧が得られる。

【 0 0 7 2 】

図 1 8 は本発明の第 6 の実施例のブロック図である。図 1 1 に示す第 2 の実施例との差異は、線形エコーキャンセラ 3 の出力と、スペクトルサブトラクション部 6 の入力の上に、歪発生部 8 が挿入されていることのみである。この差異は、第 1 の実施例と第 5 の実施例との差異と同一であり、その効果も同一である。

【 0 0 7 3 】

図 1 9 は本発明の第 7 の実施例のブロック図である。図 1 2 に示す第 3 の実施例との差異は、線形エコーキャンセラ 3 の出力と、スペクトルサプレッション部 7 の入力の上に、歪発生部 8 が挿入されていることのみである。この差異は、第 1 の実施例と第 5 の実施例との差異と同一であり、その効果も同一である。

【 0 0 7 4 】

図 2 0 は本発明の第 8 の実施例のブロック図である。図 1 6 に示す第 4 の実施例との差異は、線形エコーキャンセラ 3 の出力と、スペクトルサプレッション部 7 の入力の上に、歪発生部 8 が挿入されていることのみである。この差異は、第 1 の実施例と第 5 の実施例との差異と同一であり、その効果も同一である。

【 0 0 7 5 】

以上本発明の実施例について説明したが、本発明は以上の実施例にのみ限定されずその他各種の付加変更が可能である。例えば、以下のように付加変更することができる。

【 0 0 7 6 】

以上では、スペクトルサブトラクション部、および、スペクトルサプレッション部において、毎サンプルごとにフーリエ変換を行う場合について説明してきたが、毎サンプルでなくとも、一定間隔ごとにフレーム単位で処理することも可能である。またフレームをオーバーラップさせた処理も可能である。この際にオーバーラップセーブやオーバーラップアドなどの手法を用いて、演算量を削減するこ

とも可能である。オーバーラップセーブやオーバーラップアドなどの手法については、例えば、John J. Shynkによる論文「Frequency-Domain and Multirate Adaptive Filtering」（出典：IEEE Signal Processing Magazine, 1992年1月、pp.14-37）（以下文献4）に記載されている。

【0077】

以上では、スペクトルサブトラクション部、および、スペクトルサプレッション部において、フーリエ変換を行う場合について説明してきたが、フーリエ変換以外にも、コサイン変換や、フィルターバンクなどの線形変換を用いることも可能である。また、サブバンド領域に変換してから処理を行うことも可能である。これらの場合、フーリエ係数減算器、および、フーリエ係数乗算器は、用いる線形変換に対応して読み替えればよい。例えば、コサイン変換を用いた場合には、コサイン係数減算器、コサイン係数乗算器となる。それらの動作は、フーリエ変換の場合と同様である。

【0078】

本発明における線形エコーキャンセラとして、変換領域エコーキャンセラを用い、さらにその変換領域が、スペクトルサブトラクション部またはスペクトルサプレッション部で同一の変換領域である場合には、演算量の削減およびその演算に伴う遅延時間の短縮が可能である。ここで変換領域エコーキャンセラとは、線形変換を行って展開された変換領域においてエコーキャンセラ動作を行い、逆線形変換によって元の領域に再合成するようなエコーキャンセラを表す。

【0079】

線形エコーキャンセラとして文献4に示されるフーリエ変換領域エコーキャンセラを用いた場合の例を図を用いて説明する。図21は、本発明の第9の実施例である。この本発明の第9の実施例では、フーリエ変換領域において、エコーキャンセラとスペクトルサブトラクションを行っている。図3に示す第1の実施例との差異は、線形エコーキャンセラ3がエコーキャンセラ13により実現され、スペクトルサブトラクション部6がスペクトルサブトラクション部16により置換され、スペクトルサブトラクション部16への入力信号のうち2つがエコーキャンセラ13から出力される変換領域信号群1および変換領域信号群2に置換され

ていることである。

【0080】

図22は、本発明の第9の実施例におけるエコーキャンセラ13の構成例を示すブロック図である。端子31より入力された遠端信号は、フーリエ変換器35によりフーリエ変換領域に展開され、各周波数ごとに適応フィルタ群38へと送られる。図21における減算器4から端子33を経由して入力された減算結果は、フーリエ変換器37によりフーリエ変換領域に展開され、各周波数ごとにそれぞれ乗算器39 m ($m=1\sim M$) へと送られる。乗算器39 m ($m=1\sim M$) のそれぞれは、フーリエ変換器37から受けた信号に、端子34から受けた音声検出結果を乗じて、その結果を適応フィルタ群38へと送る。適応フィルタ群38は、 M 個の適応フィルタから構成されており、フーリエ変換器35から受けた信号群と、乗算器39 m ($m=1\sim M$) からの信号群を受けて、対応する信号を用いて適応フィルタの処理を行う。適応フィルタ処理により得られたそれぞれのフィルタ結果は、逆フーリエ変換器36へと送られる。逆フーリエ変換器36は、適応フィルタ群38から得たフィルタ結果を集め、その逆フーリエ変換を計算し、端子32から出力する。端子32から出力される信号が、エコーキャンセラとしての出力である。

【0081】

エコーキャンセラ13は、エコーキャンセラとしての出力以外に、スペクトルサブトラクションのために、フーリエ変換器37が出力する信号群を変換領域信号群1としてベクトル型出力端子41から出力し、適応フィルタ群38が出力するフィルタ結果群を変換領域信号群2としてベクトル型出力端子42から出力する。変換領域信号群1および変換領域信号群2は、図21におけるスペクトルサブトラクション部16へと送られる。変換領域信号群1は、図21における減算器4の出力信号をフーリエ変換したものとなる。また変換領域信号群2は、図21においてエコーキャンセラ13から減算器4へと向かう信号をフーリエ変換したものと解釈できる。

【0082】

スペクトルサブトラクション部16の構成および動作を、図を用いて説明する。

図 2 3 は、スペクトルサブトラクション部 1 6 の構成例を示すブロック図である。本発明の第 1 の実施例で説明した図 4 に示すスペクトルサブトラクション部の構成例との差異は、2 つの入力信号が変換領域信号群 1 および変換領域信号群 2 によって置換されていることおよび、図 4 におけるフーリエ変換器 6 0 とフーリエ変換器 6 1 が削除されていることである。図 2 2 に示すエコーキャンセラの構成例で説明したように、変換領域信号群 1 は、図 2 1 における減算器 4 の出力信号をフーリエ変換したものであり、変換領域信号群 2 は、図 2 1 においてエコーキャンセラ 1 3 から減算器 4 へと向かう信号をフーリエ変換したものである。これらは、図 4 に示すスペクトルサブトラクション部において、フーリエ係数減算器 6 6 m ($m = 1 \sim M$) に入力される 2 つの信号と全く同一である。したがって、図 2 3 に示すスペクトルサブトラクション部 1 6 は、図 4 に示すスペクトルサブトラクション部と全く同一の信号を出力することができる。したがって、図 2 1 に示す本発明の第 9 の実施例においても本発明の第 1 の実施例と同様の効果があることが分かる。スペクトルサブトラクション部 1 6 への 2 つの入力信号がエコーキャンセラ 1 3 からの変換領域信号群 1 および変換領域信号群 2 として直接接続されることにより、スペクトルサブトラクション部 1 6 の内部におけるフーリエ変換を削減しながら、本発明の効果を得ることができる。

【 0 0 8 3 】

本発明の第 9 の実施例が、本発明の第 1 の実施例に対応するように、本発明の他の実施例を変換領域で実現することも可能である。また、フーリエ変換領域以外にコサイン変換領域などを用いることも可能である。

【 0 0 8 4 】

線形エコーキャンセラとして文献 4 に示されるサブバンド領域エコーキャンセラを用い、かつ、スペクトルサブトラクション部またはスペクトルサプレッション部をサブバンド領域に変換してから処理を行う場合には、各処理および部分の接続においてサブバンド領域に変換するためのフィルタを省略し、サブバンド領域内で接続することが可能である。この例を、図を用いて説明する。図 2 4 は、本発明の第 1 0 の実施例を示すブロック図である。この本発明の第 1 0 の実施例では、サブバンド領域において、エコーキャンセラとスペクトルサブトラクション

を行っている。まず、マイクロホン 1 からの信号はサブバンド分析フィルタバンク 9 1 において N 個の帯域に展開され、遠端信号はサブバンド分析フィルタバンク 9 2 において N 個の帯域に展開される。展開された各帯域ごとに、エコーキャンセラ部 9 3 n 、減算器 9 4 n 、音声検出部 9 5 n 、スペクトルサブトラクション部 9 6 n （ここで $n = 1 \sim N$ ）を有している。各帯域ごとのスペクトルサブトラクション部 9 6 n の出力は、サブバンド合成フィルタバンク 9 9 によって集められ、もとの信号領域へと逆変換され、近端信号として出力される。各帯域における、減算器 9 4 n 、音声検出部 9 5 n 、スペクトルサブトラクション部 9 6 n （ここで $n = 1 \sim N$ ）の処理は、エコーキャンセラのタップ数や、スペクトルサブトラクション部のフーリエ変換器の規模が異なるが、それ以外は図 3 に示す本発明の第 1 の実施例と同様に動作するので、その処理の詳細な説明は省略する。本発明の第 1 0 の実施例では、すべての処理がサブバンド領域に変換されてから行われるため、線形エコーキャンセラ 3 における合成フィルタバンク、および、スペクトルサブトラクション部におけるサブバンド分析フィルタバンクを省略して接続することができる。この場合には、省略されたサブバンド分析フィルタバンクおよびサブバンド合成フィルタバンクに相当する演算量が削減され、またその演算に相当する遅延時間が短縮される。本発明の第 1 0 の実施例におけるスペクトルサブトラクション部をスペクトルサブプレッション部に置換した構成も可能である。また変換領域をサブバンド領域以外とした構成も可能である。

【 0 0 8 5 】

本発明の第 1 0 の実施例が、本発明の第 1 の実施例に対応するように、本発明の他の実施例をサブバンド領域で実現することも可能である。また、フーリエ変換領域以外にコサイン変換領域などを用いることも可能である。

【 0 0 8 6 】

図 2 5 は本発明の第 1 1 の実施例を示すブロック図である。本発明の第 1 1 の実施例では、エコーキャンセラおよびスペクトルサブトラクションをフーリエ変換領域で行っている。まず、マイクロホン 1 からの信号はフーリエ変換器 1 9 1 において M 個の帯域に展開され、遠端信号はフーリエ変換器 1 9 2 において M 個の帯域に展開される。展開された各帯域ごとに、エコーキャンセラ部 1 9 3 m 、減

算器 1 9 4 m、音声検出部 1 9 5 m、フーリエ係数減算器 6 6 m（ここで $m = 1 \sim M$ ）を有している。各帯域ごとのフーリエ係数減算器 6 6 m の出力は、逆フーリエ変換器 1 9 9 によって集められ、もとの信号領域へと逆変換され、近端信号として出力される。各帯域における、減算器 1 9 4 m、音声検出部 1 9 5 m（ここで $m = 1 \sim M$ ）の処理は、エコーキャンセラのタップ数が異なるが、それ以外は図 3 に示す本発明の第 1 の実施例と同様に動作するので、その処理の詳細な説明は省略する。本発明の第 1 0 の実施例も本発明の第 1 1 の実施例もともに変換領域において処理を行っているが、異なる点は、変換領域が異なるために帯域の数 M が多いこと、および、図 2 4 におけるスペクトルサブトラクション部が、図 2 5 ではフーリエ係数減算器 6 6 m で置き換えられた形になっていることである。すなわちスペクトルサブトラクション部におけるフーリエ変換器および逆フーリエ変換器が不要となり、フーリエ係数減算器 6 6 m のみでスペクトルサブトラクションに必要な動作を行っている。これは、本発明の第 1 1 の実施例では、すべての処理がすでにフーリエ変換領域の多数の帯域に展開されているため、スペクトルサブトラクションを行うために改めてフーリエ変換を行う必要がなくなるからである。本発明の第 1 1 の実施例では、省略されたフーリエ変換器および逆フーリエ変換器に相当する演算量が削減される。また、本発明の第 1 1 の実施例におけるフーリエ係数減算器をフーリエ係数乗算器に置換した構成も可能である。

【 0 0 8 7 】

本発明の第 1 1 の実施例が、本発明の第 1 の実施例に対応するように、本発明の他の実施例をフーリエ変換領域で実現することも可能である。また、フーリエ変換領域以外にコサイン変換領域などを用いることも可能である。

【 0 0 8 8 】

以上では、線形エコーキャンセラを用いた場合について説明してきたが、線形エコーキャンセラに代えて非線形エコーキャンセラを用いた場合についても、スペクトルサブトラクション部、または、スペクトルサプレッション部と組み合わせた場合に、本発明の効果は得られる。

【 0 0 8 9 】

以上、ハンズフリー電話器を応用例として、本発明の説明をしてきたが、ハンズフリー電話器だけでなく、スピーカから音楽が拡声されている環境における收音や、ハンドセットにおけるレシーバからのエコーが問題となるような收音においても、本発明を用いることができる。

【 0 0 9 0 】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、エコー経路における歪が大きい場合でも、エコーを十分に抑圧して收音を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図 2】

変換部の構成例を示すブロック図である。

【図 3】

本発明の第 1 の実施例を示すブロック図である。

【図 4】

スペクトルサブラクション部の構成例を示すブロック図である。

【図 5】

フーリエ係数減算器の第 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 6】

平滑部の構成例を示すブロック図である。

【図 7】

フーリエ係数減算器の第 2 の構成例を示すブロック図である。

【図 8】

平滑部の構成例を示すブロック図である。

【図 9】

平滑部の構成例を示すブロック図である。

【図 1 0】

平滑部の構成例を示すブロック図である。

【図 1 1】

本発明の第 2 の実施例を示すブロック図である。

【図 1 2】

本発明の第 3 の実施例を示すブロック図である。

【図 1 3】

スペクトルサプレッション部の構成例を示すブロック図である。

【図 1 4】

フーリエ係数乗算器の第 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 1 5】

フーリエ係数乗算器の第 2 の構成例を示すブロック図である。

【図 1 6】

本発明の第 4 の実施例を示すブロック図である。

【図 1 7】

本発明の第 5 の実施例を示すブロック図である。

【図 1 8】

本発明の第 6 の実施例を示すブロック図である。

【図 1 9】

本発明の第 7 の実施例を示すブロック図である。

【図 2 0】

本発明の第 8 の実施例を示すブロック図である。

【図 2 1】

本発明の第 9 の実施例を示すブロック図である。

【図 2 2】

エコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

【図 2 3】

スペクトルサブトラクション部の構成例を示すブロック図である。

【図 2 4】

本発明の第 1 0 の実施例を示すブロック図である。

【図 2 5】

本発明の第 1 1 の実施例を示すブロック図である。

【図 2 6】

従来のエコー除去方法を示すブロック図である。

【図 2 7】

線形エコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 : マイクロホン
- 2 : スピーカ
- 3 : 線形エコーキャンセラ
- 4、9 4 n (n = 1 ~ N)、1 9 4 m (m = 1 ~ M) : 減算器
- 5、9 5 n (n = 1 ~ N)、1 9 5 m (m = 1 ~ M) : 音声検出部
- 6、9 6 n (n = 1 ~ N) : スペクトルサブトラクション部
- 7 : スペクトルサブプレッション部
- 3 0 : 適応フィルタ
- 3 8 : 適応フィルタ群
- 3 5、3 7、6 0、6 1、7 0、7 1、1 9 1、1 9 2 : フーリエ変換器
- 3 6、6 4、7 4、1 9 9 : 逆フーリエ変換器
- 6 6 m (m = 1 ~ M) : フーリエ係数減算器
- 9 1、9 2 : サブバンド分析フィルタバンク
- 9 3 n (n = 1 ~ N)、1 9 3 m (m = 1 ~ M) : エコーキャンセラ部
- 9 9 : サブバンド合成フィルタバンク
- 1 0 0 : 変換部
- 1 6 0、1 6 1 : 周波数分割部
- 1 6 6 m (m = 1 ~ M) : 補正部
- 1 6 4 : 周波数合成部
- 7 0 1、7 0 4 : 絶対値計算部
- 7 0 2 : 割算器
- 7 0 5 : 平滑部
- 7 0 6 : 減算器

7 0 7 : 乗算器

7 1 0、7 1 1 : 平滑部

7 6 m (m = 1 ~ M) : フーリエ係数乗算器

7 3 1、7 3 4 : 絶対値計算部

7 4 2、7 4 5 : 割算器

7 4 0、7 4 1、7 4 3、7 4 7、: 平滑部

7 0 6 : 減算器

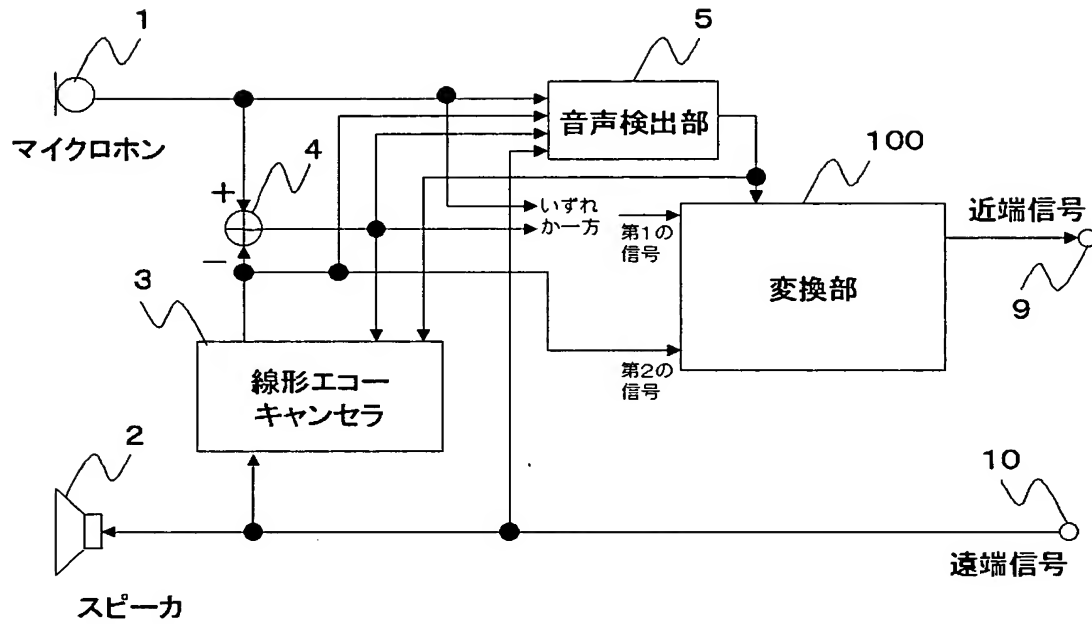
7 0 7、7 3 7、7 4 6 : 乗算器

8 : 歪発生部

【書類名】 図面

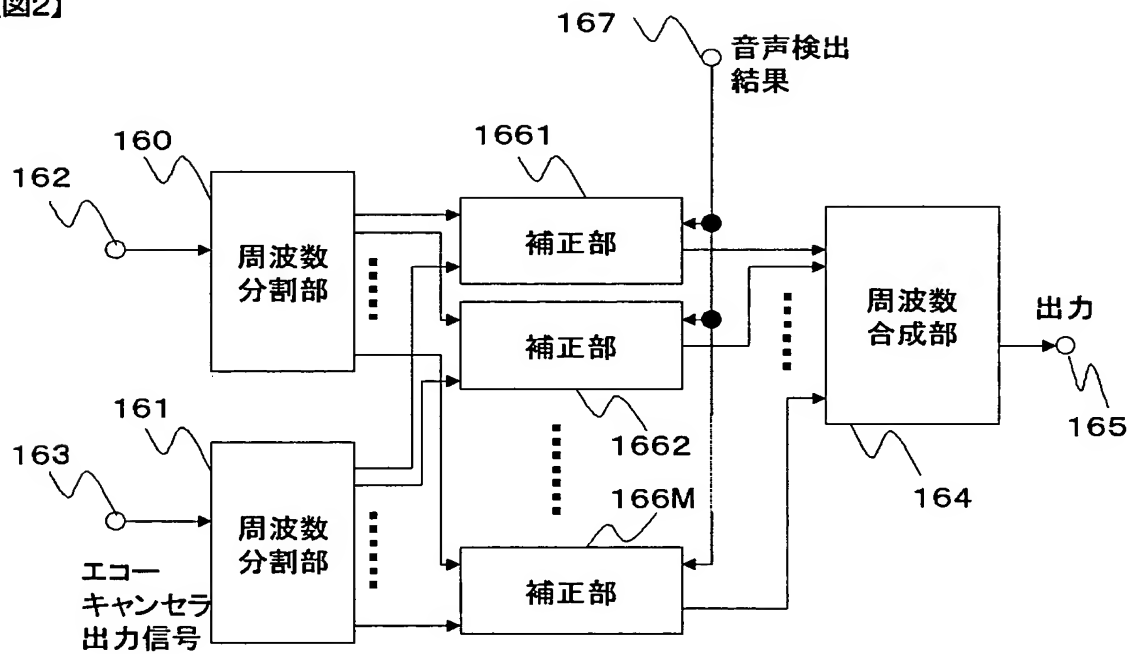
【図 1】

【図1】



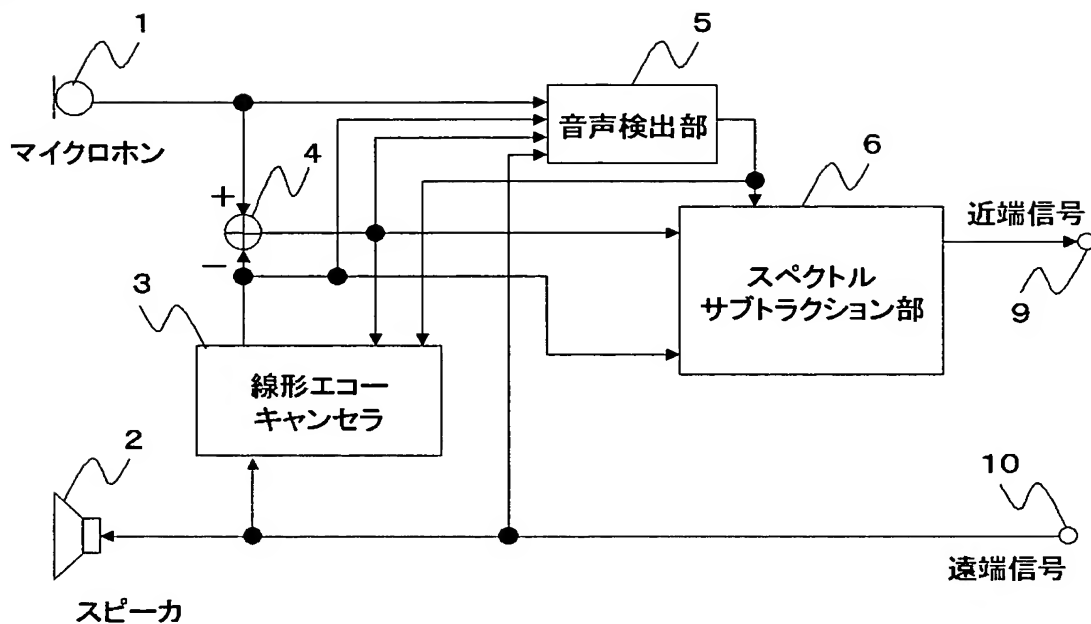
【図 2】

【図2】



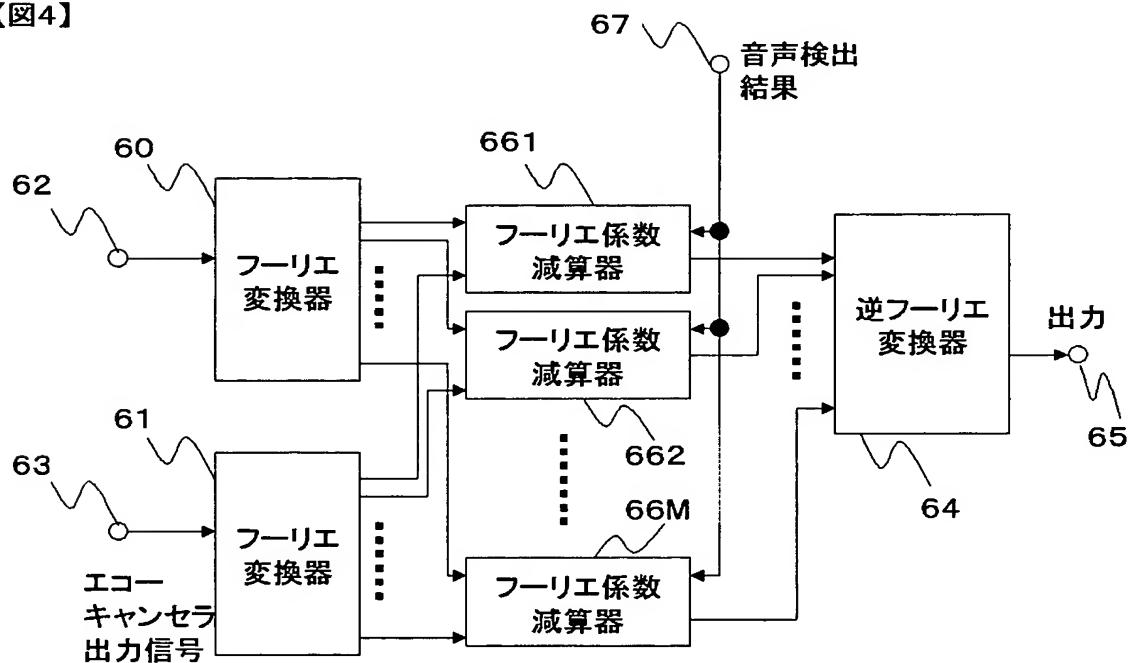
【図3】

【図3】



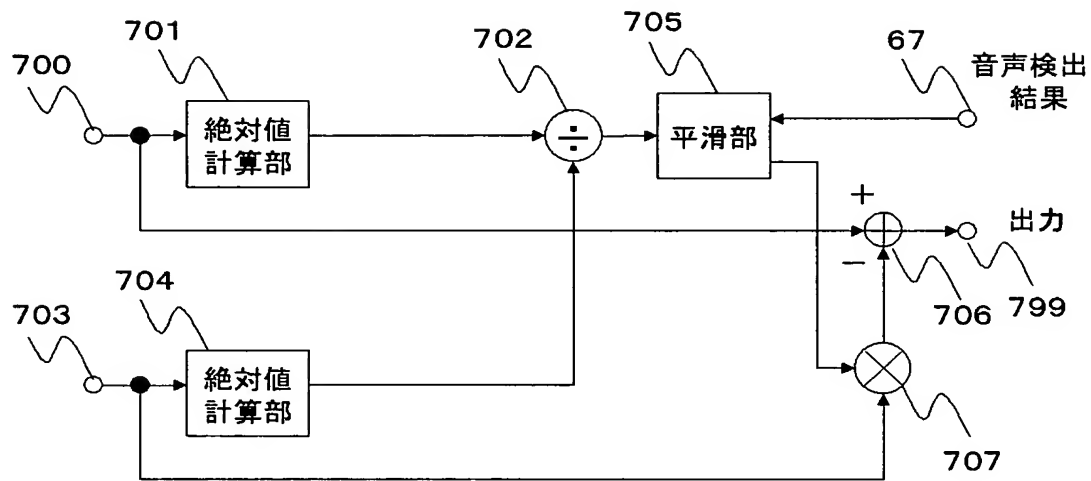
【図4】

【図4】



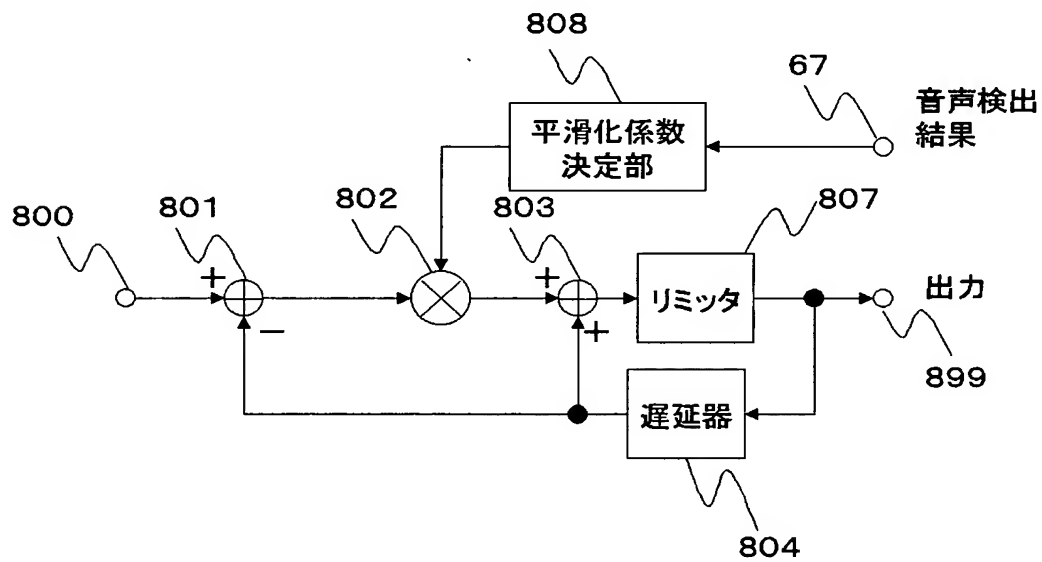
【図 5】

【図5】



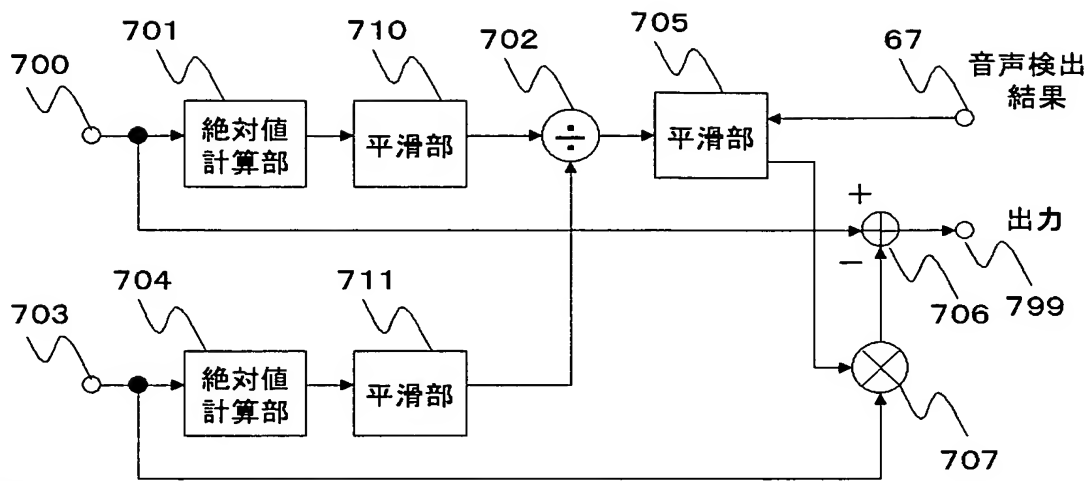
【図 6】

【図6】



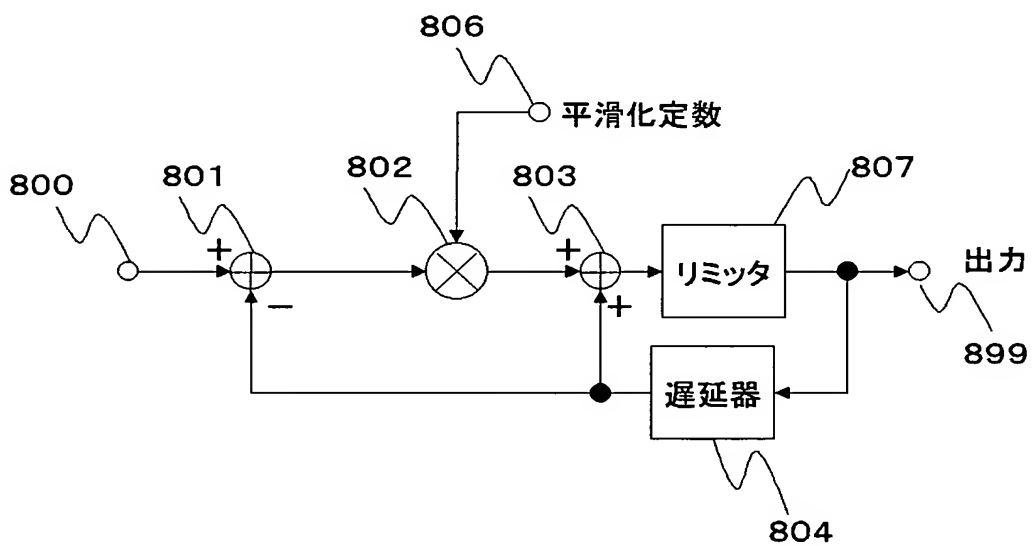
【図 7】

【図7】



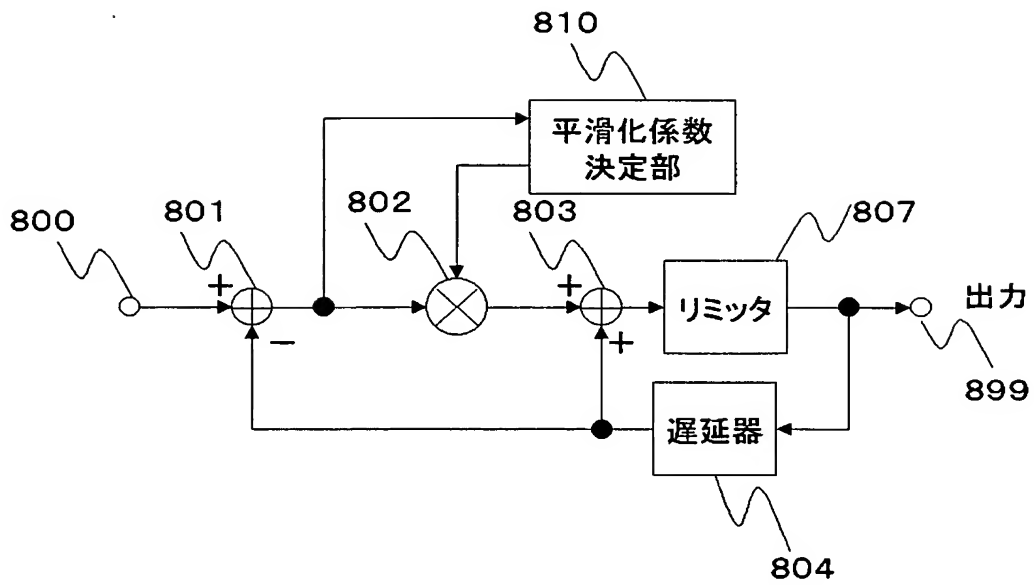
【図 8】

【図8】



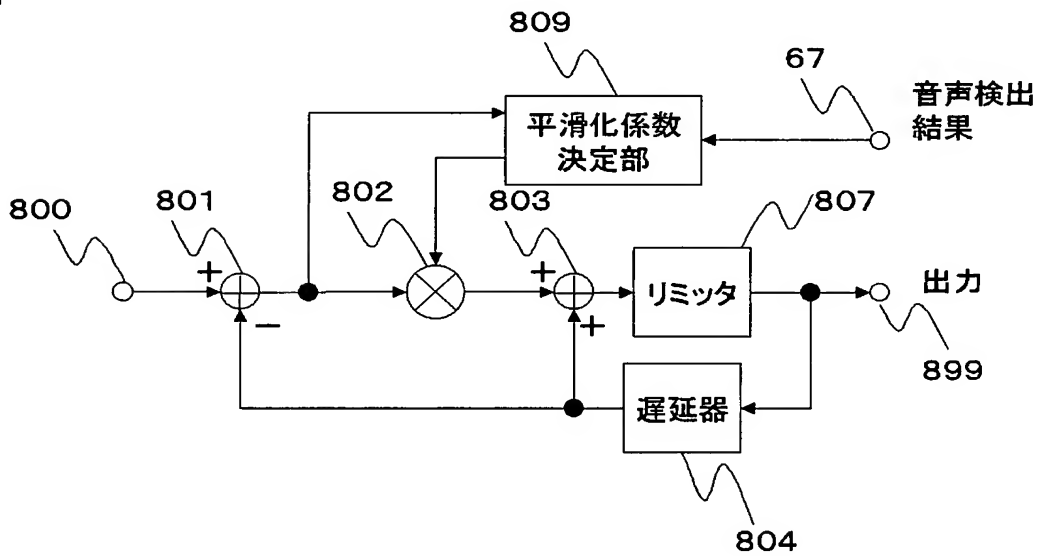
【図9】

【図9】



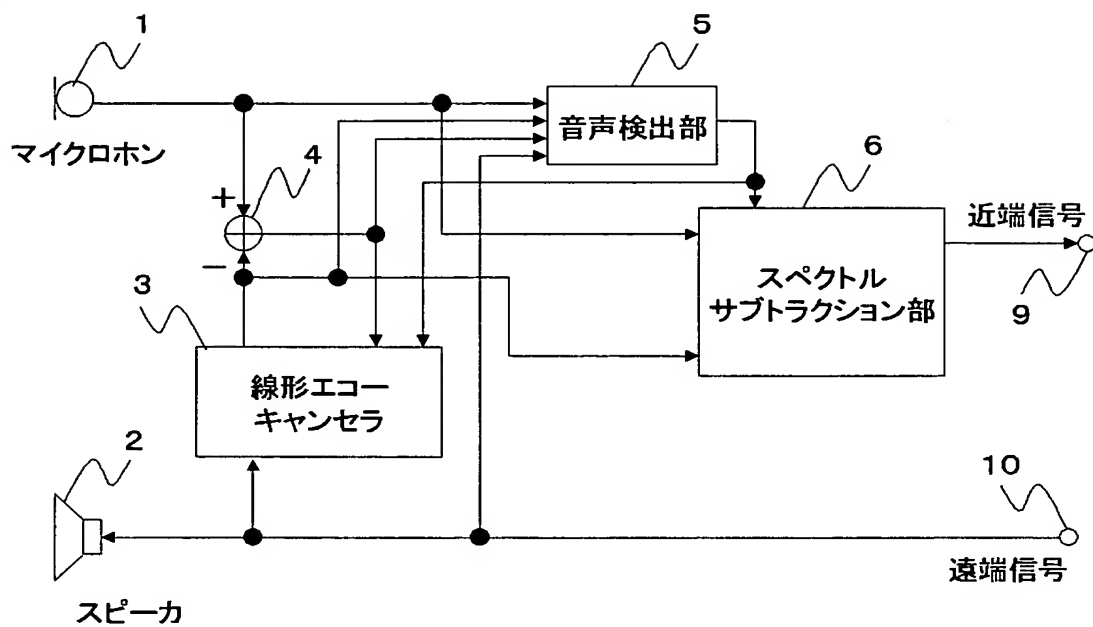
【図10】

【図10】



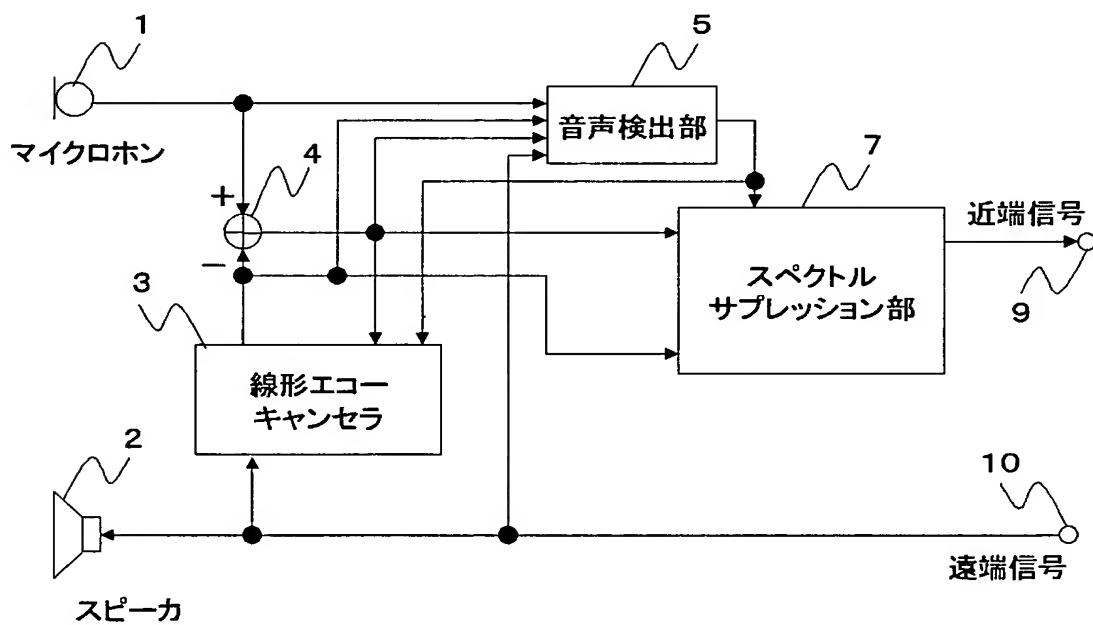
【図11】

【図11】



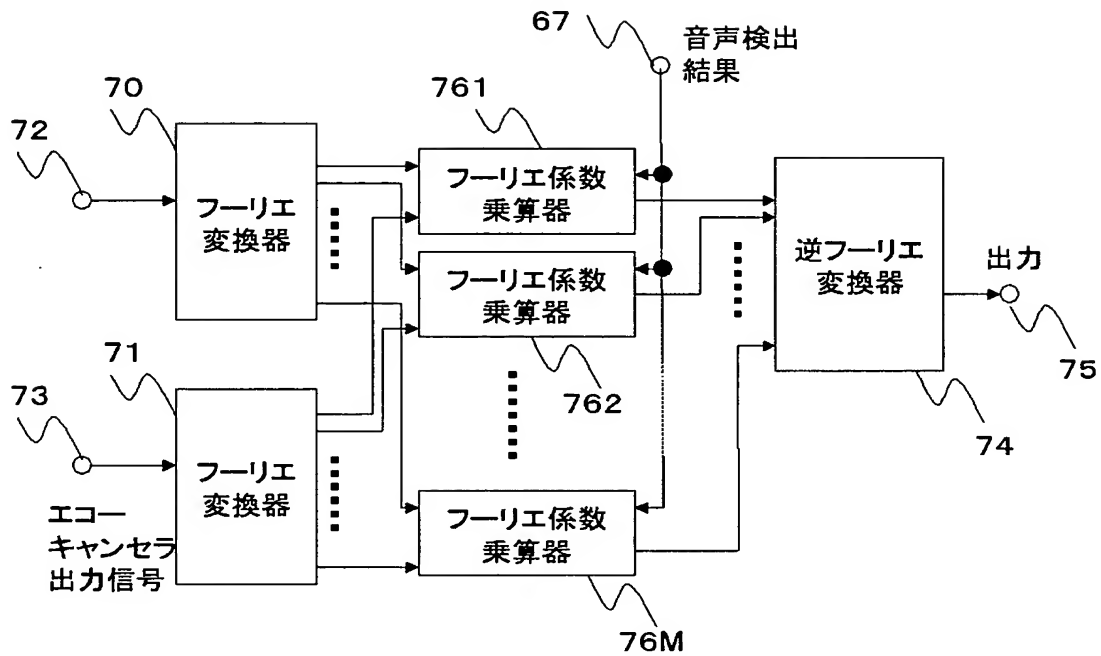
【図12】

【図12】



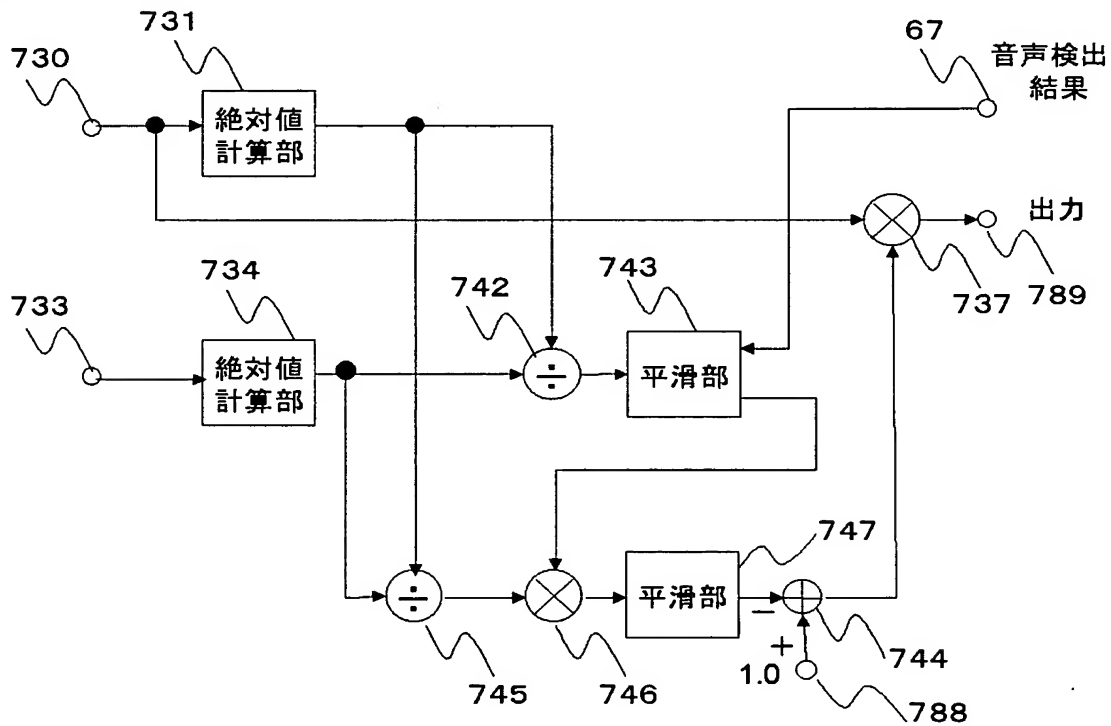
【図 13】

【図13】



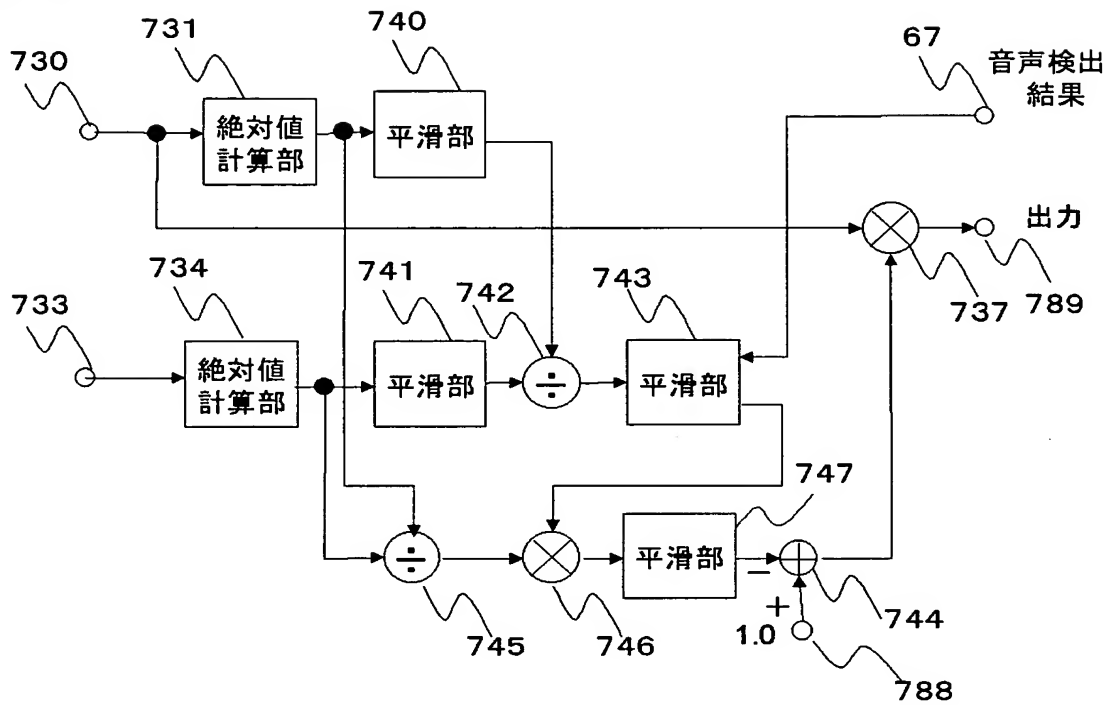
【図 14】

【図14】



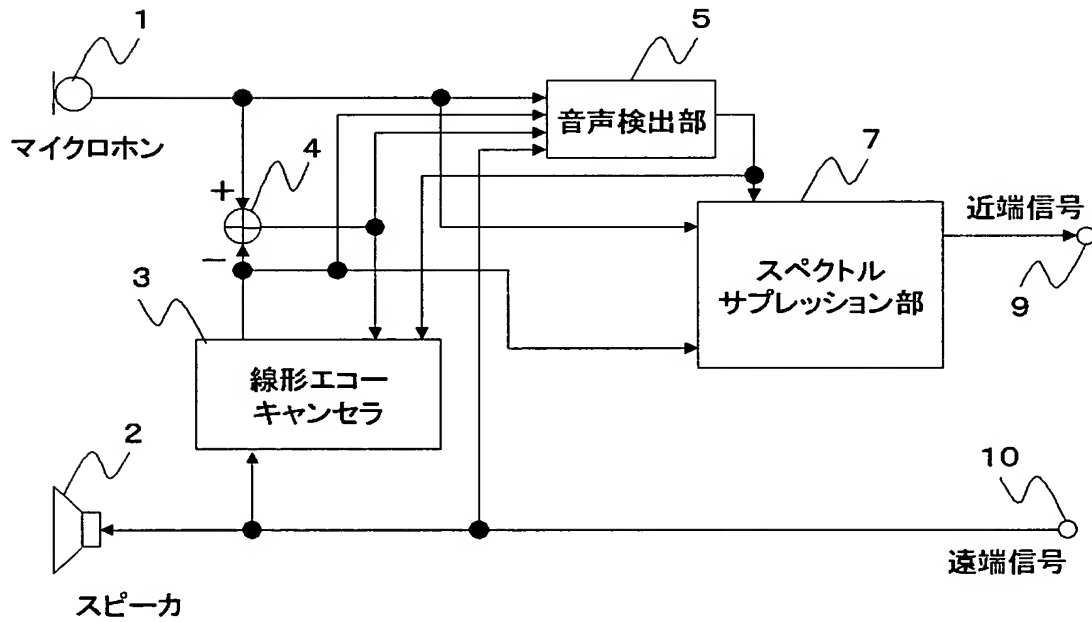
【図 15】

【図15】



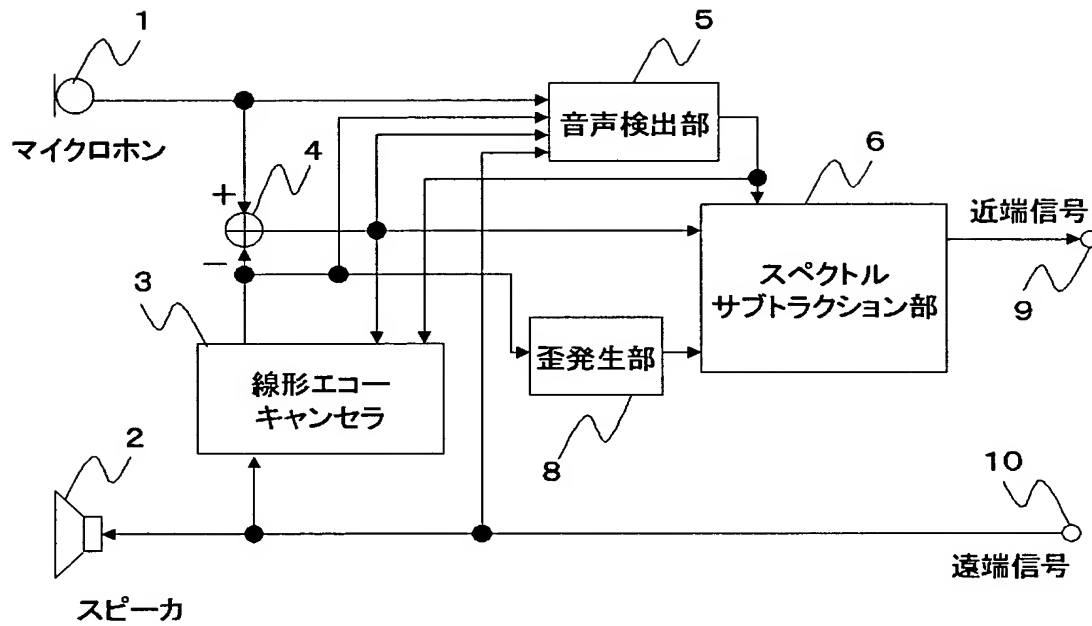
【図 1 6】

【図16】



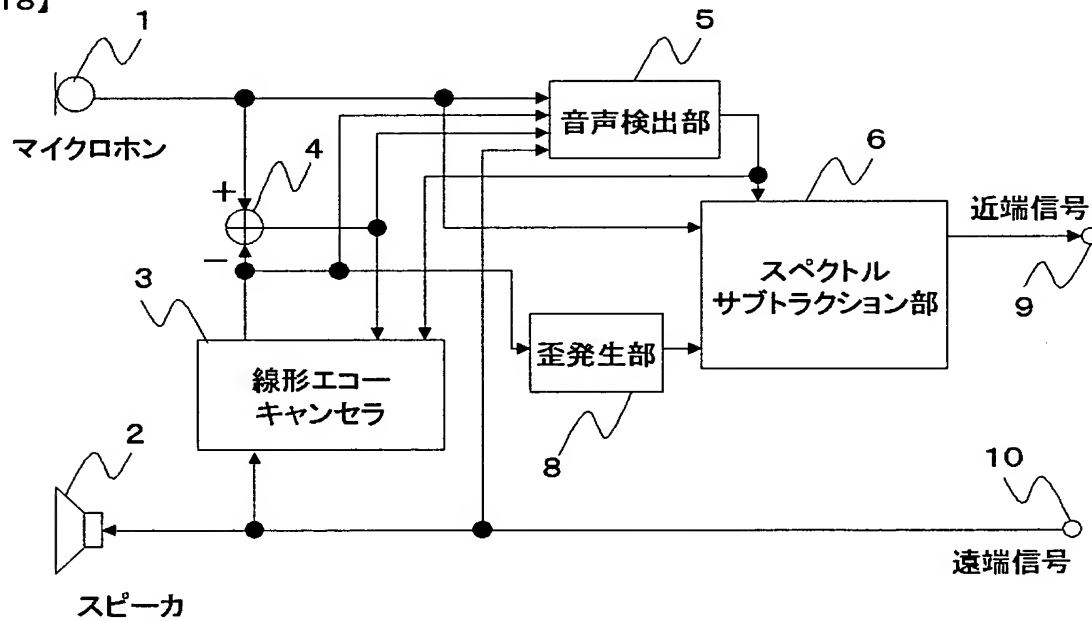
【図 17】

【図17】



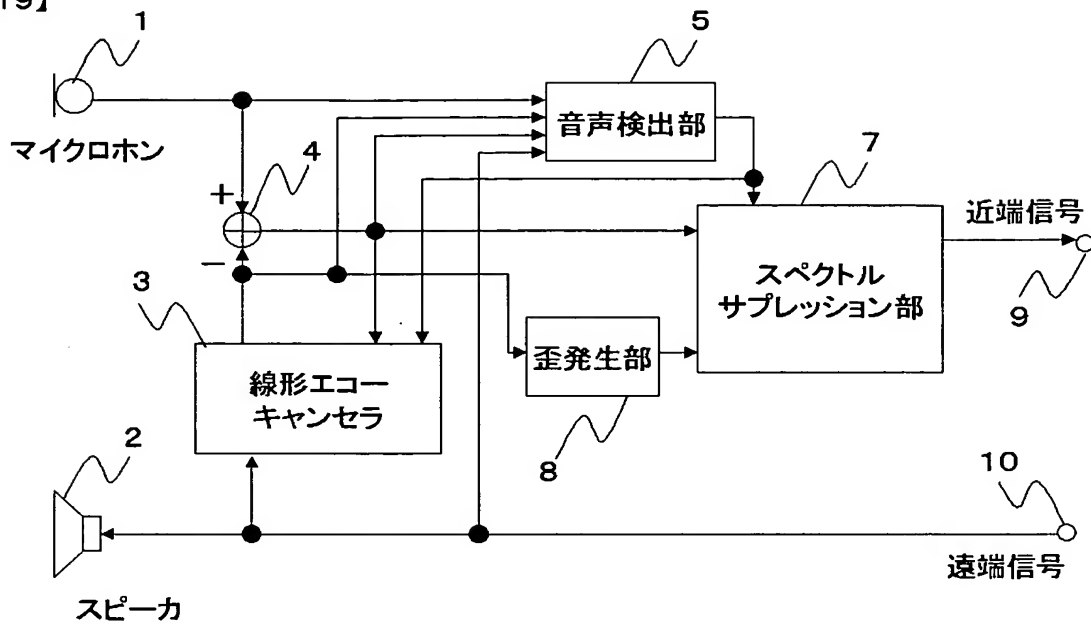
【図 18】

【図18】



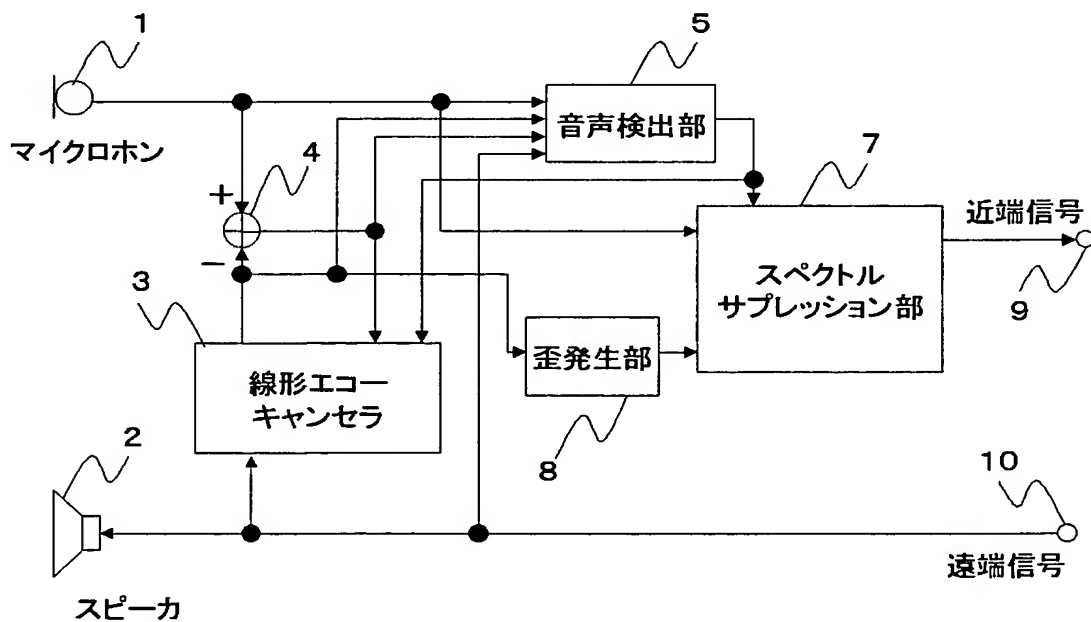
【図 19】

【図19】



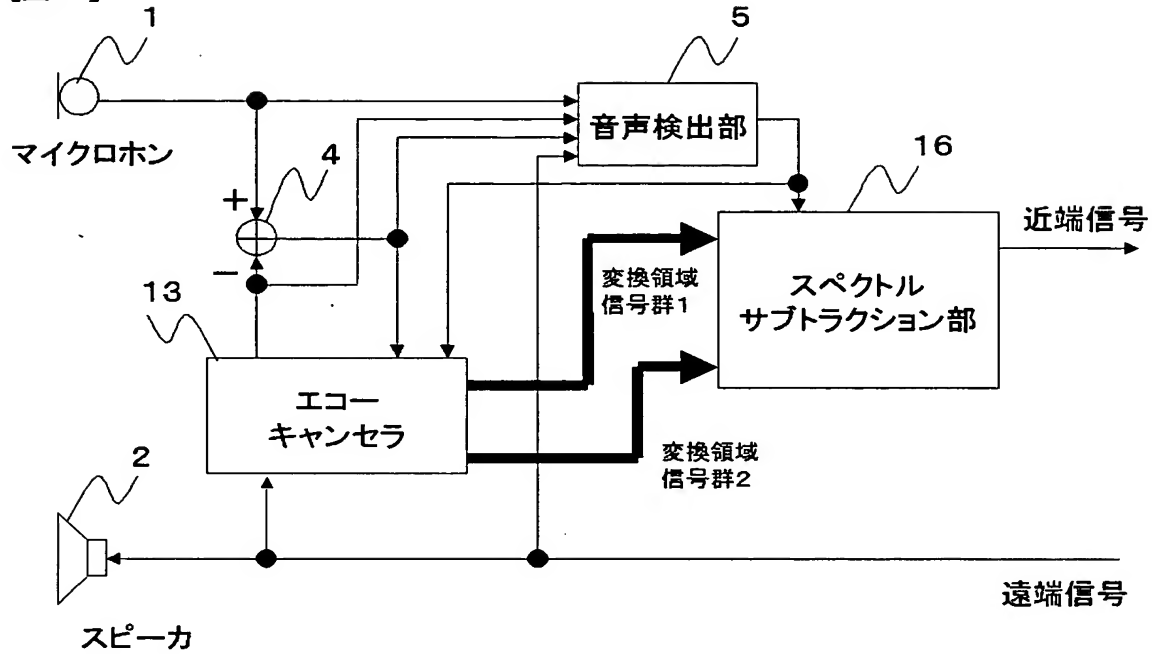
【図 20】

【図20】



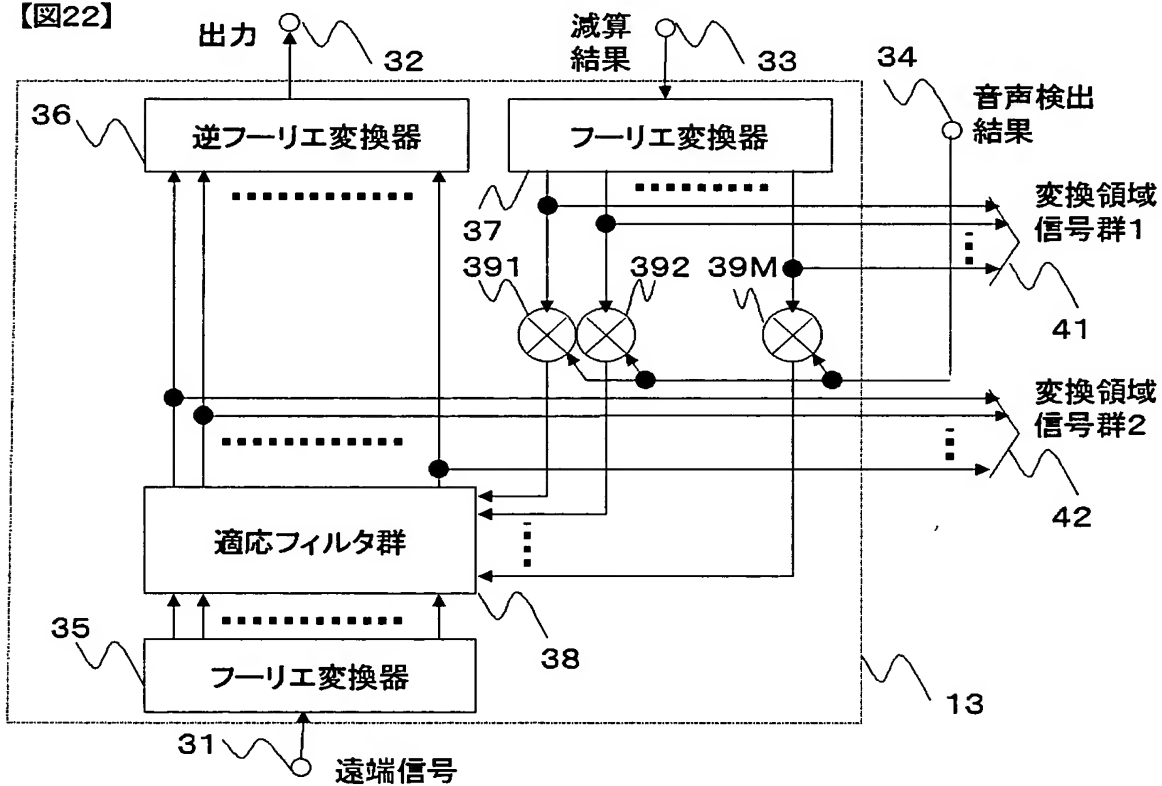
【図21】

【図21】



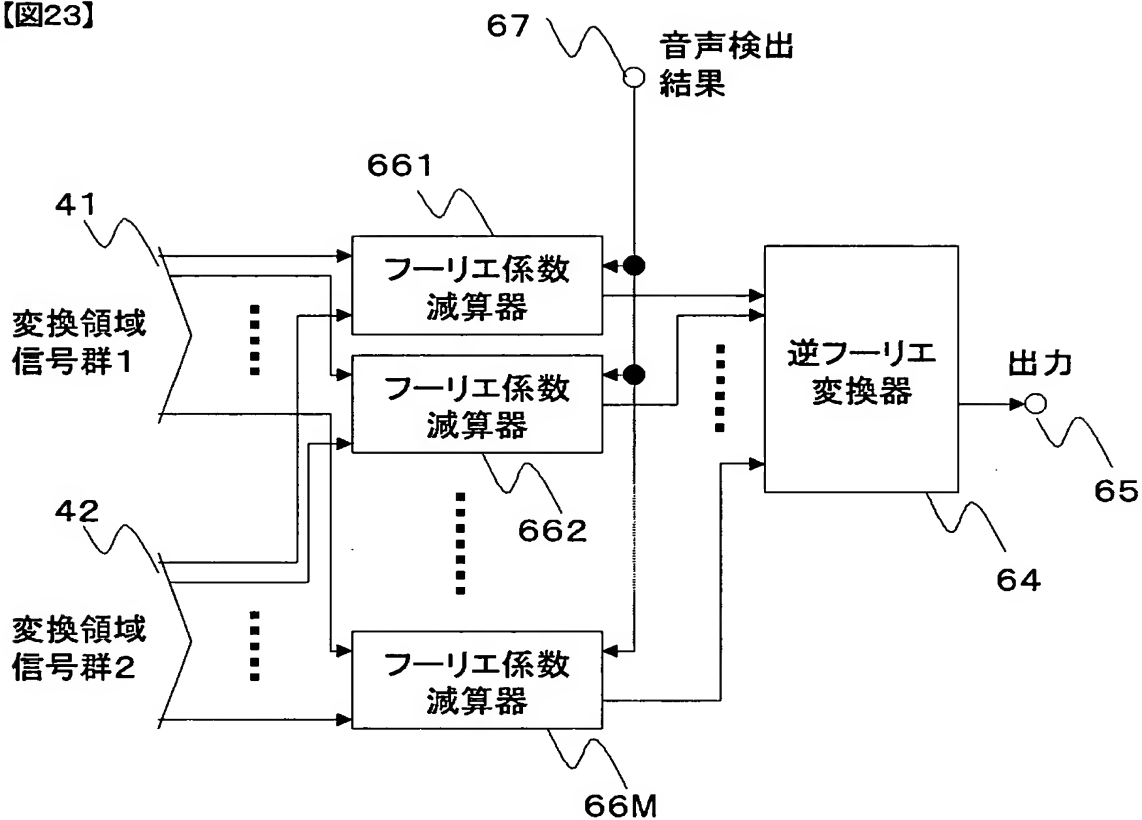
【図22】

【図22】



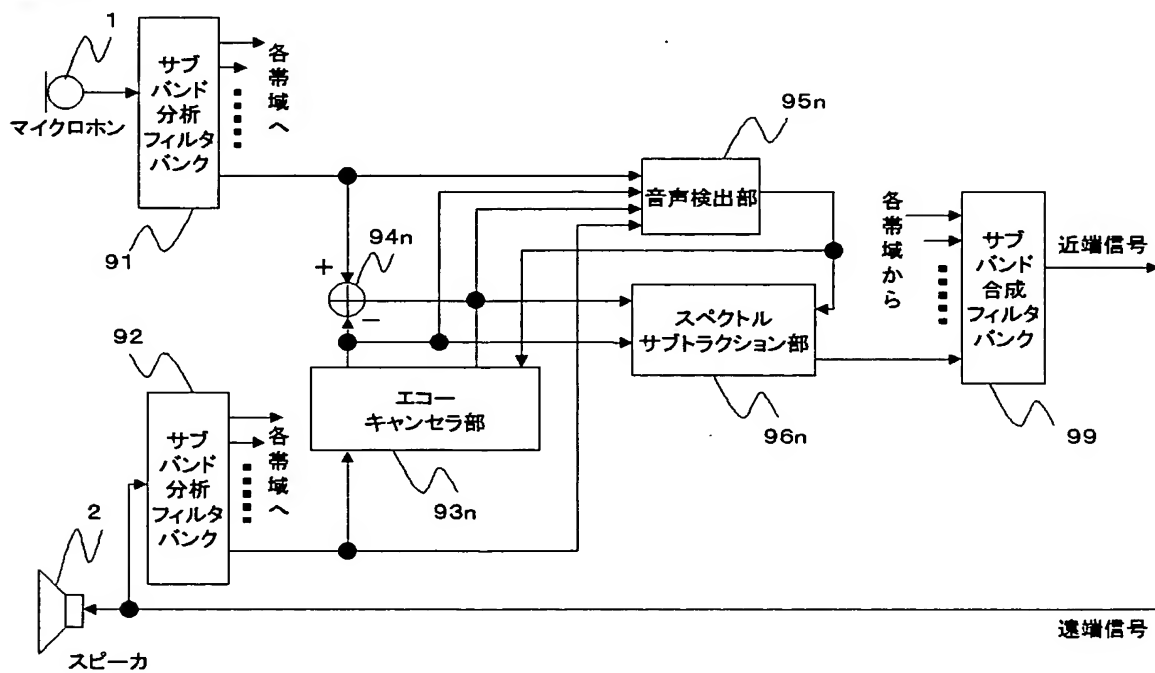
【図23】

【図23】



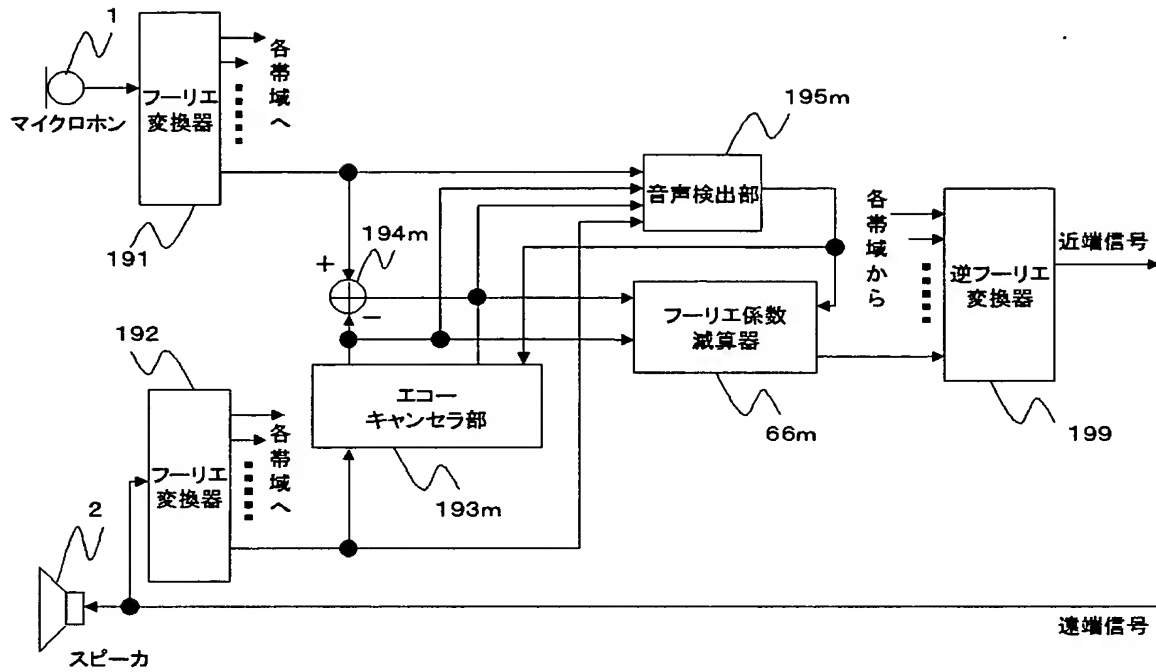
【図24】

【図24】



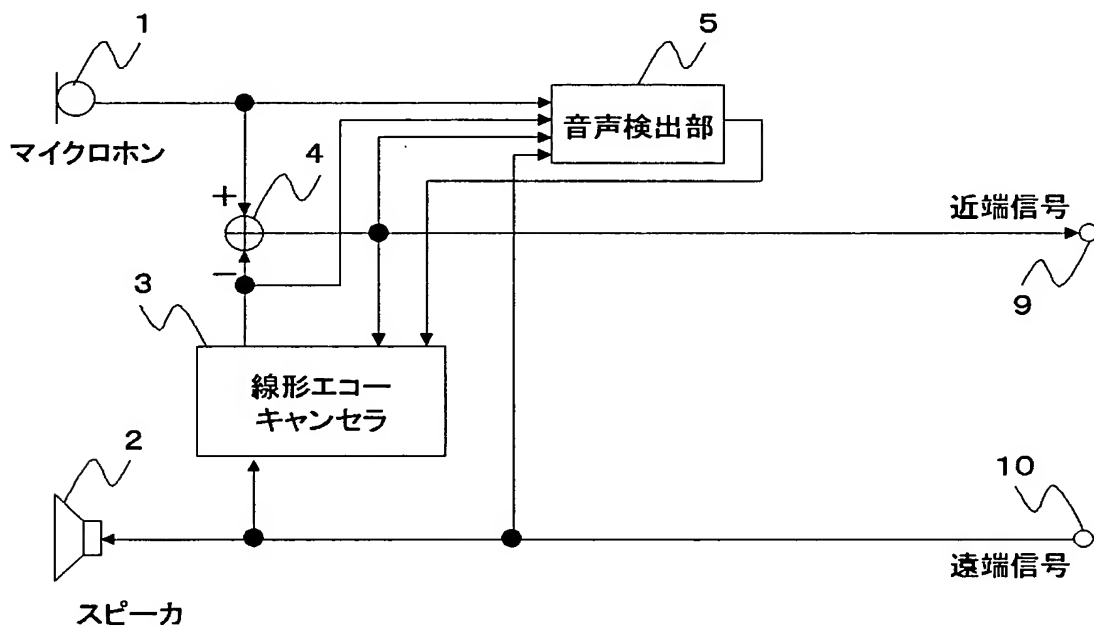
【図 2 5】

【図25】



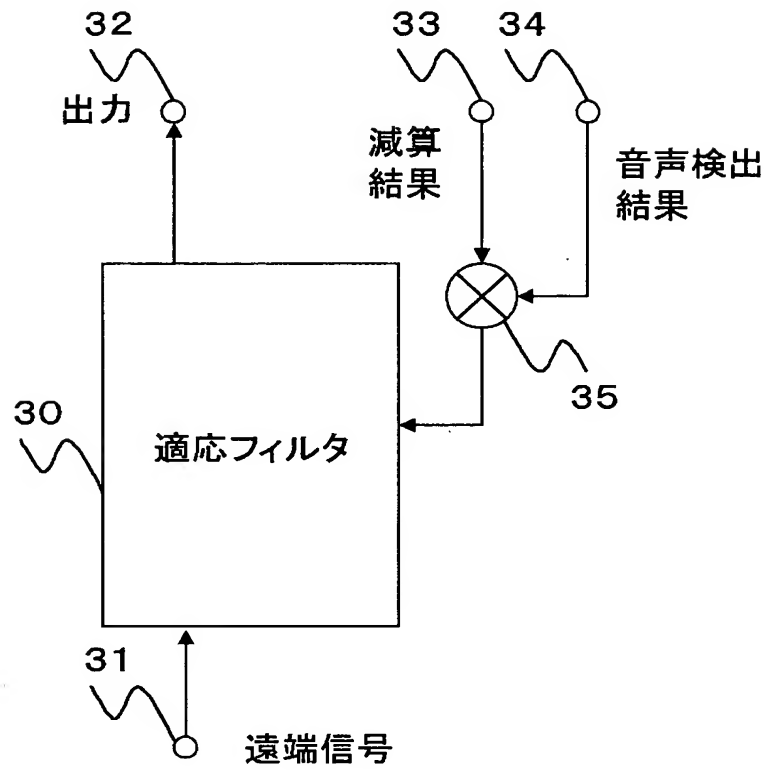
【図 2 6】

【図26】



【図 2 7】

【図27】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 収音器と拡声器との間の音響系結合によるエコーを十分に抑圧した収音を可能にする。

【解決手段】 変換部 1 0 0 は、マイクロホン 1 の出力信号またはスピーカ 2 の出力信号から線形エコーキャンセラ 3 の出力信号を減算器 4 で減算した信号の何れか一方を第 1 の信号、線形エコーキャンセラ 3 の出力信号を第 2 の信号として入力し、また近端音声の有無を検出している音声検出部 5 の音声検出信号を入力し、第 1 及び第 2 の信号の各周波数成分毎に、第 1 の信号と第 2 の信号とからエコーの漏れこみ具合の推定値を算出し、この算出した推定値に基づいて第 1 の信号を補正することで、第 1 の信号からエコーを除去した近端信号を生成して出力端子 9 に出力する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

| | |
|----------|---------------|
| 1. 変更年月日 | 1990年 8月29日 |
| [変更理由] | 新規登録 |
| 住 所 | 東京都港区芝五丁目7番1号 |
| 氏 名 | 日本電気株式会社 |